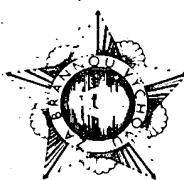


NOSITEL
VYZNAMENÁNÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA B PRO KONSTRUKTÉRY
ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXIII/1984 • • ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

„Mor ho“ z vysílače SNP 161

ROZHLASOVÉ PŘIJÍMAČE

Druhy modulace 162

Modulace amplitudová 162

Modulace kmitočtová 163

Stereofonní rozhlasový

signál 165

Koncepce a obvody rozhlasových

přijímačů 168

Přijímače s přímým

zesílením 168

Ví intermodulace 169

Křížová modulace 169

Směšovací přijímače

(superhety) 169

Ví předzesílovače 171

Směšovače 171

Místní oscilátor 171

Míž zesílovače 172

Demodulátory 172

Pomocné a doplňkové

obvody 173

Amatérské a sdeľovaci

přijímače KV 173

Univerzální obvod A244D

pro přijímače AM 174

Příklady zapojení

přijímačů AM 179

Přijímače FM 181

Míž zesílovač/omezovač

A225D z NDR 185

Příklady zapojení

přijímačů FM 187

KONSTRUKČNÍ ČÁST

Amatérský monofonní

přijímač AM/FM 188

Jednoduchý přijímač pro SV 198

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává: ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor: Ing. Jan Klábel, redaktor Luboš Kalousek, OK1FAC. Redakční rada: říd. Ing. J. T. Hyán.

Redakteur Jungmannová 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vydeje 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšířuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administráce Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS: ústřední expedice a dovoz líšku, závod 01, Kafkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má výjít podle plánu 2. 10. 1984.

© Vydavatelství NAŠE VOJSKO

K 40. výročí národně osvobozenecckého boje

„MOR HO!“ Z VYSÍLAČE SNP

Slovenské národní povstání bylo základním historickým mezníkem, východiskem nové, socialistické etapy rozvoje obou našich národů.

Významnou úlohu ve Slovenském národním povstání sehrál povstalecký rozhlas, nazvaný a ohlašovaný od začátku svého vysílání jako *Slobodný slovenský vysílač*. Své vysílání zahájil z vysílače Banská Bystrica 30. srpna 1944 v 11 hodin. Podle původního programu mělo vysílání začít po technické přestavce pochodem a pět minut po jedenácté měla být na programu přednáška Žena v domácnosti (přenos z prešovského studia). Vysílač se však k přenosu nepřipojil a místo přednášky se ozval z rozhlasových přijímačů hlas banskobystrického hlasatelů: „Upozorňujeme Slovákov a Slovenský, aby počúvali program, ktorý vysielá Banska Bystrica a nie program Bratislavu. Ti, ktorí program Banskej Bystrice počúvajú, nech upozorní všetkých svojich známych, že mimoriadne správy vysielame zo stanice Banska Bystrica.“ (Dostavny text z gramofonové desky uložené v památníku SNP v Banské Bystrici.)

Slobodný slovenský vysílač volal slovenský národ do boje proti bratislavské fašistické vládě a hitlerovským vojskům, které koncem srpna 1944 okupovaly Slovensko, do boje za svobodu v novém demokratickém Československu.

Aby mohl zaznít hlas povstání, bylo nutné zabezpečit nejen politická a organizační zázemí, ale zejména provést technickou přípravu vysílačového pracoviště, protože vysílač neměl do té doby vlastní studio a pouze přenášel programy bratislavského nebo prešovského studia. Tyto přípravy provedli rozhlasoví pracovníci organizovaní v ilegální komunistické buňce a další pokrokoví pracovníci rozhlasu. Vlastní vysílání připravilo literární oddělení bratislavského rozhlasu za spolupráce zaměstnanců Maticy slovenské. Další částí příprav na vysílání byla spolupráce s prešovským rozhlasem. Koncem srpna byla z Prešova (který Němci obsadili až poslední srpnový den 1944), údajně před frontou, evakuována část rozhlasového technického zařízení, gramofonové desky a další materiál.

V prvních dnech vysílal *Slobodný slovenský vysílač* z místnosti Evangelického spolku v Banské Bystrici. Hlasatelna byla v herecké satně, technické zařízení bylo umístěno za jevištěm. Vlastní divadelní sál posloužil jako redakční místnost. Protože podmínky byly velmi stísněné, vybudovali rozhlasoví pracovníci během čtrnácti dnů dokonalejší studio v budově obecné školy. Budova byla dostatečně rozsáhlá a mohla v ní pracovat i slovenská Zpravodajská agentura, která zajišťovala rozhlasu nejnovější zprávy.

Součástí vysílání kromě výzv, zpráv a organizačních informací souvisejících s povstáním byly i přehledy tisku, přednášky politické i vzdělávací, komentáře a hudební pásma. Program se rozrůstal tak, že z původních 60 minut se ve druhé dekádě měsíce září přešlo na celodenní vysílání. Rozhlas burcoval lid nejen na osvobozeném území, ale šířil ideu svobody i na Němci okupovaných územích. Tyto výzvy byly slyšitelné i v českých zemích. Jeden z partyzánů, pražský lékař Bedřich Plácák ve svých vzpomínkách uvádí: „Zachytil jsem výzvu povstaleckého vysílače z Banské Bystrice, aby se Češi

a Slováci chopili zbraně a nastoupili do boje proti nenáviděným okupantům. To mi bylo blízké a proto jsem tuto výzvu komunistické strany přijal.“

Avšak vysílání *Slobodného slovenského vysílače* bylo velmi nepříjemné pro okupační hitlerovskou armádu. Dne 2. září 1944 ve 12 hodin 37 minut šest německých letadel bombardovalo vysílač a tím jej vyřadilo z provozu. Technici vysílače však hned v ranních hodinách následujícího dne uvedli do provozu náhradní vojenský vysílač, který „zmobilnil“ umístění na nákladní auto, aby byl obtížnější zaměřitelný. A tak se vysílalo ze Zvolenského hradu, Slovenské Lúpče, Brezna a Donoval.

Od začátku činnosti věnoval *Slobodný slovenský vysílač* značnou část rozhlasového vysílání vojenským relacím určeným výlučně armádě a partyzánům. Vojáky přirozeně nejvíce zajímal zprávy z frontového bojiště a domácího odboje. Rozhlas často zprostředkoval předání důležitých pokynů a zašifrovaných hesel, což mnohdy dopomohlo k úspěšnému dokončení partyzánské akce. Zvláštní kapitolu ve vysílání *Slobodného slovenského vysílače* tvořil umělecký program, bojová poezie a próza. „Mor ho!“ Sama Chalupky se stalo mottem, heslem, pozdravem i symbolem revoluce. Tímto heslem se začínalo i končilo každodenní vysílání. Velkou zásluhou povstaleckého rozhlasu bylo, že pohotově tlumočil i převod Jana Švermy na slavnostním zasedání Slovenské národní rady 3. října 1944, ve kterém J. Šverma zdůraznil, že nová Československá republika musí být demokratická a sociálně i národnostně spravedlivější než republika předmnichovská.

V hudebních relacích se ponejvíce pojednávaly slovenské lidové a národní písni. V průběhu povstání dovezli sovětští letci gramofonové desky ze Sovětského svazu a doplnili tak hudební repertoár rozhlasového vysílání.

Vojenská síla okupační armády však koncem října zatlačuje povstalecké jednotky stále více do hor. 25. října 1944 hlasí *Slobodný slovenský vysílač*, že přeruší vysílání na krátký čas své vysílání. Z rozhlasových pracovníků se vytváří bojová partyzánská jednotka, která v ranních hodinách 26. října odchází směrem na Staré Hory. Pracovníci jsou rozhodnuti vysílat, dokud budou mít možnost připojení na elektrický proud. Posledním provizorním studiem, ze kterého ještě *Slobodný slovenský vysílač* vysílal, byla rohová místnost ve druhém poschodí hotelu Sport na Donovalech. Naposledy se ozval 27. října 1944 v 7.00 hodin.

Na poslední vysílání *Slobodného slovenského vysílače* vzpomíná i předseda republiky Gustav Husák v knize Svedectvo o Slovenskom národnom povstani v kapitole Ústup do hor (str. 534): „Z miestnosti nedaleko nás bolo počuť hlas rozhlasového pracovníka, ktorý slabý výkon vysílačky nahradzoval mohutným hlasom, aby povzbudzoval povstaleckých bojovníkov v tejto tragickej nočnej hodine.“

Povstalecké rozhlasové slovo a básníkovo „Mor ho!“, které šířil *Slobodný*

slovenský vysílač, zrevolucionizovalo celý národ. Díky tomu se stalo Slovenské národní povstání povstáním celonárodním. Proto se také řadí historie tohoto

vysílače mezi nejlepší kapitoly bojů slovenského lidu za národní a sociální svobodu, za obnovení Československé republiky jako společného státu Čechů

a Slováků na nových základech a nových vztazích mezi bratrskými národy.

Podle publikace PhDr. O. Laciaka: O povstaleckém rozhlasu, zpracoval ing. Jan Klaba

ROZHLASOVÉ PŘIJÍMAČE

František Kyrš

Toto číslo AR/B je věnováno problematice amatérské konstrukce rozhlasových přijímačů, o kterou je mezi čtenáři trvale značný zájem. Jediný příspěvek nemůže ovšem celou problematiku osvětlit k naprosté spokojenosti všech. Autor se však o něco takového ani nesnaží. Jeho cílem je napomoci v návaznosti na předešlou práce jiných autorů AR k úspěšné činnosti především nejsilnější čtenářské skupině, kterou bezpochyby tvoří mírně pokročilí amatéři. To znamená takoví, kteří již nějakou tu konstrukci mají za sebou a chystají se, většinou s omezenými finančními prostředky, ke stavbě „něčeho“ většího, pokud možno s minimálním konstrukčním rizikem a náklady.

Teoretická část příspěvku je kromě obecných problémů zaměřena zejména na již dlouho opomíjené přijímače AM. Pozornost je soustředěna na speciální obvod A244D, dovážený z NDR. Protože problematice zpracování signálů FM byla v AR věnována mnohem větší pozornost, jsou probírány pouze koncepcionální a obvodové anomálie ve srovnání s AM. Blíže se věnuji vlastnostem výborného obvodu A225D.

Pokud jde o praktickou část, je popisovaná konstrukce záměrně řešena jako monofonní. Důvodem nejsou v žádném případě technické problémy. Řešení je pokusem o určitou renesanci monofonního, ale jakostního a univerzálního přijímače AM/FM, který na našem trhu chybí. Důraz je přitom kladen na zajištění spolupráce s externím monofonním kazetovým magnetofonem. Je popisována pouze část přijímače, která může být užita jako tuner pro buzení univerzálního nízkozesilovače.

Druhy modulace

Orientaci v problematice konstrukce rozhlasových přijímačů usnadňuje alespoň minimální teoretický přehled principů a vlastností základních modulačních metod. Protože vím, že tato stránka věci zpravidla mezi většinou amatérů nebývá zvláště oblíbená, věnuji se pouze skutečně podstatným problémům.

Modulace amplitudová – AM

Je to nejstarší a dosud nejuzívanější modulační metoda, uplatňující se především v rozhlasových pásmech KV, SV, DV. Již z označení je na první pohled patrné, že při amplitudové modulaci ovlivňuje modulační signál okamžitou amplitudu přenášeného rozhlasového signálu.

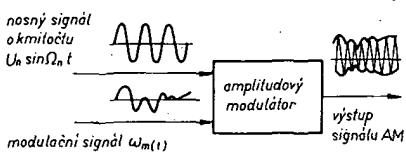
Amplitudový modulátor je v podstatě

obvod se dvěma vstupy a jedním výstupem (obr. 1). Na jeden ze vstupů modulátoru se přivádí signál stabilního nosného harmonického průběhu $u_n = U_n \sin \Omega_n t$ o konstantní amplitudě. Na druhý, modulační vstup je pak přiváděn vlastní modulační signál u_m , jehož časový průběh může mít nejrůznější charakter. Pro názornost uvažujme nejprve jako modulační signál stejnosměrné napětí. Pak může být základní schéma amplitudového modulátoru zjednodušeno podle obr. 2a. Modulační funkci zde přebírá „dělící funkce“ potenciometru P . Nulové úrovně modulačního ss napětí odpovídá střední poloha běžce modulačního potenciometru. Špičková amplituda výstupního signálu modulátoru je za této situace rovna $U_g/2$ (obr. 2b). Kladné polaritě modulačního napětí (pozitivní amplitudová modulace) odpovídá v našem příkladu pohyb běžce potenciometru k hornímu vývodu a naopak.

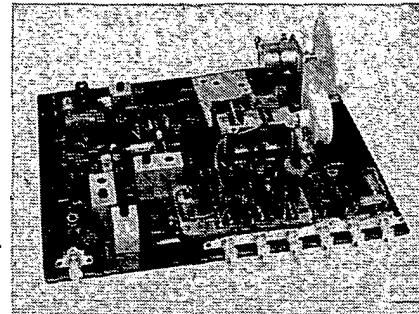
Z obr. 2b vidíme, že v závislosti na amplitudě a polaritě modulačního ss napětí (poloha běžce potenciometru) mohou nastat dvě extrémní situace:

- při poloze běžce v horní krajní poloze je amplituda výstupního signálu rovna právě U_g , tj. je dvojnásobkem výstupní úrovni modulátoru při nulové modulační úrovni;
- při poloze běžce potenciometru ve spodní krajní poloze výstupní signál modulátoru právě zaniká, je nulový.

To jsou teoretické meze hloubky modulace (kterou si definujeme později), využí-



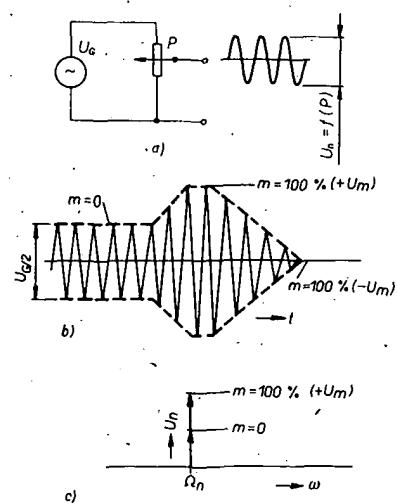
Obr. 1. Znázornění činnosti amplitudového modulátoru



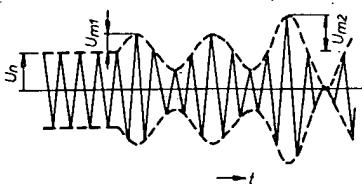
telé k lineárnímu, proporcionálnímu přenosu analogových signálů. Z praktických důvodů se ovšem v rozhlasové technice používá podstatně menší mezni hloubka.

Náš příklad jasné ukazuje základní podstatu AM – rozkmit špiček amplitud modulovaného signálu, který můžeme v časovém rozvoji sledovat např. osciloskopem na běžci modulačního potenciometru, je proporcionální úrovní a polaritě modulačního signálu. Při modulaci stejnosměrným signálem je na výstupu modulátoru signál jediného diskrétního kmitočtu, rovného nosnému kmitočtu Ω_n . O tom se můžeme přesvědčit např. zapojením kmitočtového (spektrálního) analyzátoru na běžec potenciometru (obr. 2). Amplituda signálu nosného kmitočtu na výstupu modulátoru se mění podle úrovně a polarity modulačního napětí v mezech 0 až $U_g/2$ až U_g (obr. 2c).

Při proměnném modulačním napětí je však situace v obvodu modulátoru zcela odlišná. To je právě případ amplitudové modulace přirozeným akustickým signálem (hudba, řeč), který má náhodný, neperiodický charakter. Náhodně se mění jak jeho okamžitá amplituda v časovém, tak spektrum v kmitočtovém měřítku. Modulaci takovým signálem odpovídají v náhradním schématu (obr. 2a) různé odchylky



Obr. 2. a) Státní náhradní schéma amplitudového modulátoru (odchylka běžce P od střední polohy odpovídá modulaci ss napětím $\pm U_m$); b) časový rozvoj mezních výstupních napětí U_g při pomalých změnách polohy běžce P . Nosný signál je approximován signálem trojúhelníkovitého průběhu; c) stejná situace jako na obr. b; znázornění v kmitočtové rovině.



Obr. 3. Časový rozvoj signálu AM při modulaci napětím sinusového průběhu a při různé modulační hloubce (0,50 a 100 %)

ky polohy běžce modulačního potenciometru od středu.

Pro přehlednost popíši situaci při modulaci periodickým signálem sinusového průběhu (obr. 3), umožňující zvlášť postihnout vliv amplitud na kmitočtu modulačního signálu $u_m = U_m \sin \omega_m t$ na amplitudově modulovaný vln signál. Zavedeme si nyní dva základní pojmy, které by již měly být vcelku jasné:

a. **Modulační obálka**: Jako modulační obálku označujeme pomyslnou spojnici všech „koncových bodů“ (stejné polarity) amplitudově modulovaného signálu.

b. **Hloubka modulace** – m je funkci poměru amplitud, popř. modulačních obálek signálu při určitém stupni modulace a při modulaci nulové. Vzhledem k nezbytnému požadavku linearity modulační charakteristiky může být podle obr. 3 definována jako

$$m [\%] = \frac{U_m}{U_n} \cdot 100.$$

Je zřejmé, že úroveň modulačního signálu odpovídá hloubce modulace, jeho kmitočtu kmitočet modulační obálky.

Budeme-li sledovat modulovaný signál v kmitočtovém měřítku (připojme-li na výstup modulátoru spektrální analyzátor), nezjistíme jediný výstupní kmitočet jako na obr. 2c, ale hned kmitočty tří. Příčinu objasní jednoduchý výpočet.

Okamžitá hodnota amplitudově modulovaného signálu v libovolném okamžiku t je rovna

$$u_{AM} = U_{max} \sin \Omega_n t;$$

považujeme-li za U_{max} vrcholovou hodnotu stejného signálu. Ta se však (jak vyplývá i z obr. 3) mění s průběhem modulační obálky. Je úměrná vztahu

$$U_{max} = U_n + U_m \sin \omega_m t.$$

Zavedeme-li za $U_m = mU_n$, lze psát

$$U_{max} = U_n (1 + m \sin \omega_m t)$$

a proto

$$u_{AM} = U_n (1 + m \sin \omega_m t) \sin \Omega_n t = U_n (\sin \Omega_n t + m \sin \Omega_n t \sin \omega_m t).$$

Stačí již pouze dosadit za $\omega_m = 2\pi f_m$, $\Omega_n = 2\pi f_n$, aby po úpravě vznikl přehledný výraz

$$u_{AM} = U_n [\sin 2\pi f_m t + \frac{m}{2} \cos 2\pi (f_n - f_m) t + \frac{m}{2} \cos 2\pi (f_n + f_m) t],$$

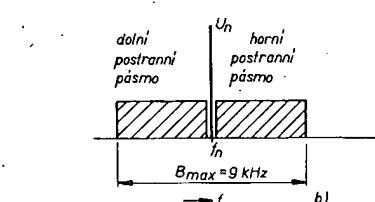
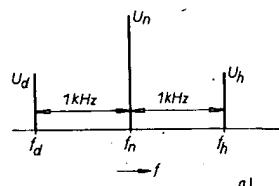
graficky znázorněný na obr. 4a. Vidíme, že při klasické amplitudové modulaci nosného signálu sinusovým signálem obsahuje výsledný modulovaný signál tři základní složky:

a) nosný signál o kmitočtu f_n s amplitudou

$$U_n,$$

b) dolní postranní signál o kmitočtu $f_d = (f_n - f_m)$ a amplitudě

$$U_n \frac{m}{2},$$

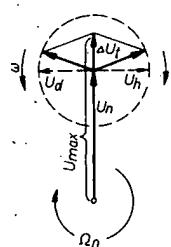


Obr. 4. a) Kmitočtový rozvoj signálu AM při modulaci sinusovým signálem o $f_m = 1$ kHz a hloubce modulace $m = 100\%$; b) úplné kmitočtové spektrum vysílače AM pro rozhlasové účely

c) horní postranní signál o kmitočtu $f_h = (f_n + f_m)$ a amplitudě

$$U_n \frac{m}{2}$$

Se změnou modulačního kmitočtu se mění kmitočtový odstup f_d, f_h od nosného kmitočtu f_n , se změnou úrovně modulačního signálu (tj. s hloubkou modulace) se mění amplitudy signálů postranních kmitočtů.



Obr. 5. Vektorový diagram signálu AM

Rovnici i obr. 4a lze názorně postihnout vektorovým součtem všech tří složek modulovaného signálu (obr. 5). Signály postranních kmitočtů zde chápeme jako vektory, rotující vůči koncovému bodu základního vektoru nosného kmitočtu Ω_n . Pro čas t_0 jsou oba vektory u_d, u_h na Ω_n kolmě a vzájemně opačně. Jejich vliv na amplitudu signálu se tedy právě ruší. V každém jiném okamžiku, kdy $t = t_0$, vzniká vektorovým součtem u_d, u_h , rotujícími proti sobě vzájemně opačnými rychlostmi, superpoziční složka Δu , ovlivňující jak špičkovou, tak okamžitou hodnotu výstupního modulovaného signálu.

Z rozboru vyplývá, že pro přenos určitého modulačního signálu je nutná i určitá šířka přenosového pásma, souměrného vůči f_n . Při modulaci přirozeným akustickým signálem je ovšem složitější kmitočtové spektrum signálu AM. Postranní kmitočty z obr. 4a přecházejí v postranní pásma, obr. 4b. Vzhledem k množství vysílačů, sdílejících jednotlivá rozhlasová pásma, bylo nutno omezit šířku jejich přenosových kanálů. Podle norem je odstup sousedních vysílačů na rozsahu SV 9 kHz, což znamená, že mezní přenášený kmitočet je při šířce pásma $B = 9$ kHz nejvýše $B/2 = 4,5$ kHz. To je ovšem pro jakostní přenos hudebního signálu málo. Další podstatnou nevýhodou klasické amplitudové modulace je omezený dynamika přenášeného signálu a malá odolnost přenosové cesty vůči průmyslovému rušení. Vzhledem k omezení hloubky modu-

lace $m_{max} < 100\%$ a vlivu nejrůznějších rušivých signálů lze jen stěží v praxi dosáhnout přenosové dynamiky větší než 25 dB.

Na druhé straně je ovšem amplitudová modulace v té formě, jak se používá k rozhlasovým účelům, vcelku vhodným kompromisem mezi požadavky na kmitočtovou šířku přenosového pásma a složitost přijímačů. Je-li v místě příjmu dostatečný signál, vyhovuje AM dobře průměrným nárokům.

Modulace kmitočtová (frekvenční) – FM

Pro jakostní přenos akustických a zvláště hudebních signálů je modulace AM nevhodná. Pokud jde o přenášené nf pásma, mohlo by být samozřejmě zvětšeno rozšíření přenosového kanálu. Vezmeme-li však v úvahu mezní nf kmitočet např. $f_m = 15$ kHz, bylo by již potřebné přenosové pásma s $B = 30$ kHz. Při tak velké šířce pásma by se do rozsahu SV „vešlo“ jen málo vysílačů a kromě toho by se již také více uplatnily šumové a rušivé složky v signálu na přijímači straně. Navíc tento postup neřeší základní nevýhodu přenosové trasy AM, tj. nevyhovující dynamiku (poměr mezní a minimální amplitudy přeneseného akustického signálu, při kterém se ještě značně neuplatní vlivy, zhoršující jakost konečného akustického výjemu). Při hledání jakostnějšího způsobu modulace bylo jasné, že bude vyžadovat větší šířku pásma – jediné místo pro nový typ rozhlasového vysílání bylo v pásmech VKV a UKV. Kritéria na vhodnou modulační metodu vyplývala z nedostatků modulace AM a z technických možností doby. Jako vítěz vyšla z řady různých řešení modulace kmitočtová.

Již z označení vyplývá, že u této modulační metody je modulačním signálem ovlivňován okamžitý kmitočet radiového signálu, jehož špičková amplituda naopak zůstává konstantní.

Při nulové úrovni modulačního signálu má výstupní signál kmitočtového modulátoru jediný, diskrétní nosný kmitočet Ω_n . Za předpokladu, že bychom modulační vstup opět ovládali ss napětím, byl by produktem modulátoru i nadále jediný kmitočet Ω , jehož velikost by se vůči Ω_n měnila lineárně vzhledem k polaritě a velikosti ovládacího napěti. Tato zjednodušená úvaha zavádí důležitý pojem – kmitočtový zdvih $\Delta \Omega$. Platí,

$$\Delta \Omega = k \Delta U_m,$$

tj. kmitočtový zdvih je výlučně funkcí modulační úrovni a nezávisí na modulačním kmitočtu. Kmitočtovým zdvihem je tedy interpretována hlasitost přenášeného akustického signálu.

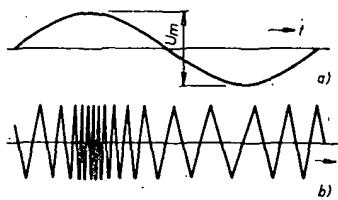
Uvažujeme dálé pro jednoduchost opět modulaci sinusovým signálem. Jak vidíme z názorného obr. 6, je kmitočet Ω signálu na výstupu modulátoru periodicky ovlivňován. Lze psát

$$\Omega = \Omega_n + \Delta \Omega_n \cos \omega_m t.$$

Vyjádříme-li okamžitý kmitočtově modulovaný signál

$$U_{FM} = U_n \sin \varphi,$$

přičemž φ považujeme za časové závislost



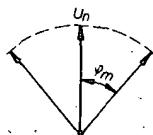
Obr. 6. a) Modulační signál sinusového průběhu; b) zájemně přehnaný odpovídající časový průběh modulovaného signálu FM. Mezní kmitočtový zvih je úměrný amplitudě U_m počet kmitočtových změn za časovou jednotku modulačnímu kmitočtu f_m .

funkci, vyplývající z definice kruhového kmitočtu $\Omega = d\varphi/dt$, lze po substituci a integraci psát

$$\varphi = \Omega t + \frac{\Delta\Omega_n}{\omega_m} \sin \omega_m t$$

$$u_{FM} = U_n \sin (\Omega t + \frac{\Delta\Omega_n}{\omega_m} \sin \omega_m t)$$

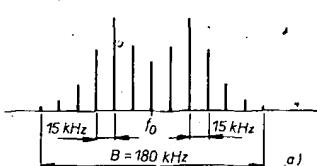
Graficky lze sinusovým signálem kmitočtově modulovaný signál z hořejší rovnice znázornit jako vektor o konstantní amplitudě U_n , kmitající kolem střední polohy s úhlovou rychlostí ω_m (obr. 7). Mezní



Obr. 7. Vektorový diagram signálu FM. Modulační úhel φ je úměrný modulačnímu indexu K .

úhlová odchylka $\Delta\Omega_n/\omega_m$ se nazývá modulační index K a je vlastně nejdůležitější definicí kmitočtově modulovaného signálu. Z rovnice i z obr. 7 vidíme, že index K interpretuje „hloubku modulace“ pro určitý kmitočtový zvih $\Delta\Omega_n$ a kmitočet modulačního signálu ω_m .

Zústáme ještě u modulace sinusovým signálem a podívíme se, jak vypadá příslušné spektrum FM v kmitočtové rovině. Jeho typický charakter pro určitý modulační index je na obr. 8. Ve srovnání s obdobným příkladem pro signál AM (obr. 4) vidíme, že postranních kmitočtů



Obr. 8. a) Spektrum signálu FM pro $f_m = 15$ kHz a $K=3$; b) šířka přenosového pásma pro signál FM je funkci mezního f_m indexu K a přípustného zkreslení

vzniká při kmitočtové modulaci mnohem více. Jejich vzájemný základní odstup je roven modulačnímu kmitočtu. Počet, polohy i amplitudy jednotlivých spektrálních čar se mění s indexem K , tj. s úrovní a kmitočtem modulačního signálu. S nimi se mění také amplituda základního, nosného signálu U_n . Při modulaci přirozeným akustickým signálem přecházejí opět jednotlivé postranní kmitočty v postranní kmitočtová pásma, obr. 8b.

Šířka kmitočtového pásma přijímače FM by při prioritě požadavku minimálního zkreslení signálu měla být volena tak, aby zaručovala dokonalý přenos všech postranných spektrálních čar modulovaného signálu FM, které ještě mohou ovlivnit jak kmitočtový útlum, tak zkreslení. Amplitudy spektrálních složek signálu FM lze určovat tzv. Besselovými funkciemi. V praxi se běžně užívá tabulek nebo grafů, v nichž jsou již hodnoty Besselových funkcí nebo přímo amplitudy jednotlivých spektrálních složek udávány v poměrném tvaru jako funkce modulačního indexu. Například z tabulky 11-1 lze stanovit poměrné amplitudy spektrálních čar k téhož rádu vůči amplitudě základní nosné U_n (bez modulace) pro libovolný harmonický modulační kmitočet f_m a požadovaný kmitočtový zvih $\Delta\Omega_n$.

Stanovme takto pro orientaci vhodnou šířku pásma mf zesilovače FM v monofonním přijímači:

- pro normu OIRT, tj. pro mezní kmitočtový zvih ± 50 kHz a mezní modulační kmitočet $f_{m\max} = 15$ kHz,
- pro normu CCIR, tj. $\Delta\Omega_{n\max} = \pm 75$ kHz, $f_{m\max} = 15$ kHz.

V obou příkladech budeme současně uvažovat přijímače dvou různých kvalitativních tříd, v prvním přiblížení vzájemně odlišených tak, že u méně kvalitního požadujeme přenos všech složek spektra signálu FM o amplitudě větší než 5%, u kvalitního o amplitudě větší než 1% U_n . Nejprve určíme modulační indexy obou norm pro mezní kmitočtový zvih i modulační kmitočet; $K_{OIRT} = 50/15 = 3,3$, $K_{CCIR} = 75/15 = 5$. Protože vysílený modulační index je ve zmíněné tabulce uváděny pouze celočíselně, volíme místo $K = 3,3$ $K = 4$. Vzhledem k této rezervě lze zjistit, že pro normu OIRT je v případě B_5 % nutno přenést všechny složky až po spektrální čáru pátého, pro B_1 % až po čáru šestého rádu. U normy CCIR s vysíleným modulačním indexem odpovídá šířce pásma B_5 % potřeba přenosu složek sedmého a pro B_1 % osmého rádu. Vzhledem k symetrii kmitočtového zvihu bude šířka přenosového pásma $B = 2Kf_m$. Vypočítáno pro normu OIRT

$$B_5 \% = 2.5 \cdot 15 \text{ kHz} = 150 \text{ kHz},$$

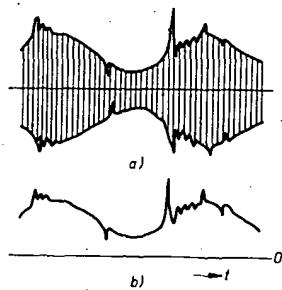
$$B_1 \% = 2.6 \cdot 15 \text{ kHz} = 180 \text{ kHz},$$

pro normu CCIR

$$B_5 \% = 2.7 \cdot 15 \text{ kHz} = 210 \text{ kHz},$$

$$B_1 \% = 2.8 \cdot 15 \text{ kHz} = 240 \text{ kHz}.$$

Vidíme názorně, jakou významnou roli při stanovení šířky přenosového pásma hraje mezní přípustný kmitočtový zvih soustavy. Je ovšem nutno hned zdůraznit, že užití kritériá jsou čistě teoretická a nereprezentují šumové poměry reálného přijímače ani amplitudové omezování signálu FM. Vypočítané údaje proto nepovažujeme za obvyklé meze poklesu mf charakteristiky o 3 dB, ale naopak za takovou šířku pásma, při jejímž překročení již útlumová charakteristika může a dokonce k hlediska funkce mf zesilovače/omezovače musí mít velký útlum. To v praxi znamená, že z kompromisních důvodů se na vypočítávaných šířkách pásma (B_5 %, B_1 %), kde jsou

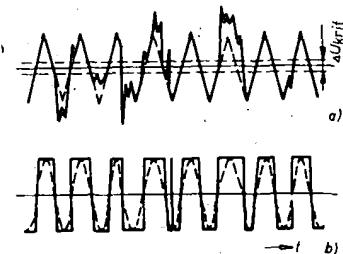


Obr. 9. a) Signál AM znehodnocený rušivým impulsním signálem; b) odpovídající signál na výstupu amplitudového detektoru

již amplitudy vyšších spektrálních složek malé, připouští určitý, často značný útlum. Za důležitější parametry se považuje jednak strmost boků mf charakteristiky a zvláště u stereofonních přijímačů také průběh skupinového zpoždění.

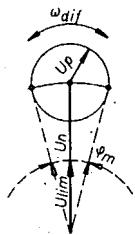
Všimněme si nyní blíže právě odolnosti signálu FM vůči vnějším rušivým vlivům. K tomu lze s výhodou užít vzájemného srovnání signálů AM a FM. U obou nutně, vlivem přenosu a zpracování, bude přenášená informace vždy do jisté míry zkreslena. Míra zkreslení demodulovaného signálu je u ideálního přijímače AM přímo úměrná poměru amplitud užitečného a parazitního signálu (obr. 9). Pro jakostní, bezporuchový příjem je proto v pásmech AM potřebná velká intenzita pole signálu v místě příjmu. Protože navíc rozsahy SV a DV leží v kmitočtovém spektru nejrůznějších zdrojů rušení, lze tento požadavek splnit prakticky jen při poslechu nepříliš vzdálených vysílačů velkého výkonu.

Požadavky na výkony vysílačů FM jsou podstatně mírnější. Vysílaný signál má na rozdíl od signálu AM konstantní amplitudu. Parazitní amplitudová modulace v pravém slova smyslu, k níž vlivem přenosové cesty dochází stejně jako v předchozím případě, proto může být na straně přijímače účinně eliminována amplitudovým omezovačem (obr. 10a). Má-li užiteč-



Obr. 10. a) Nemodulovaný signál FM s rušivou impulsovou superpozicí na vstupu omezovače; b) akční omezovač odstraňuje rušivé amplitudové impulsy, signál je parazitně fázově a kmitočtově modulován

ný signál na vstupu omezovače dostatečnou úroveň, větší než U_{krit} , nemůže být jeho rozkmit na vstupu kmitočtového detektoru vlivem superponovaného signálu rušivého překročen (obr. 10b). Vidíme však, že rušivé signály nejrůznějšího charakteru (včetně výšky) současně působí také parazitní fázovou modulaci okamžitého průběhu užitečného signálu, která již omezovačem být odstraněna nemůže. Jak dále odvodíme, vliv rušivých signálů na kvalitu užitečného demodulovaného signálu je jednak funkci poměru jejich úrovní (odstupu), jednak velikosti kmitočtového zvihu užitečného signálu.



Obr. 11. K vlivu parazitní kmitočtové modulace na jakost detekovaného nf signálu (čárkován zakreslený oblouk odpovídá prahové úrovni omezovače amplitudy)

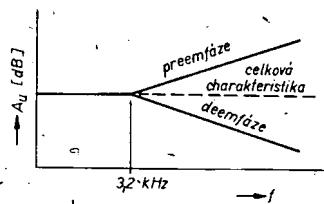
Pro zjednodušení předpokládejme na vstupu amplitudového omezovače dva nemodulované sinusové signály, užitečný Ω_n a parazitní Ω_p s praktickým odstupem $U_n \gg U_p$. Označme si kmitočtový rozdíl $\Omega_n - \Omega_p = \omega_{\text{dif}}$ a poměr $U_n/U_p = P$. Koncový bod superpozice obou vstupních signálů se pohybuje po kružnici (obr. 11). Nežádoucí amplitudová modulace je odstraněna omezovačem, viz konstantní amplituda U_{om} . Okamžitá fáze vstupního i omezeného signálu však kmitá vůči základní polohě φ_0 , přičemž rychlosť změn vznikající fázové odchylky je úměrná rozdílovému kmitočtu ω_{dif} , mezní hodnota odchylky poměru P . Srovnáme-li tuto situaci s obr. 7 vidíme, že vzniká parazitní kmitočtová modulace, odpovídající modulaci sinusovým signálem se zdvihem $\Delta\Omega = \omega_{\text{dif}}/P$.

Rušivé signály (včetně šumu) ovšem nemají periodický časový průběh. Důsledek jejich uplatnění jsou proto rušivá, hluková napětí náhodného charakteru na výstupu detektoru FM. Přesto uvažujeme i nadále harmonický průběh parazitního signálu Ω_p , ale užitečný signál tentokrát kmitočtově modulovaný se zdvihem $\Delta\Omega_n$. Vzájemný odstup užitečného a parazitního nf signálu na výstupu detektoru FM pak bude zhruba úměrný

$$\frac{U_s}{U_p} \sim \frac{\Delta\Omega_n}{\Delta\Omega_p} = \frac{\Delta\Omega_n}{\omega_{\text{dif}}} \frac{U_n}{U_p},$$

tj. tím větší, čím větší bude odstup užitečného a rušivého signálu na výstupu amplitudového omezovače a čím větší bude užitečný zdvih $\Delta\Omega_n$. Z rovnice vyplývá hlavní důvod pro volbu velkého mezního kmitočtového zdvihu $\Delta\Omega_n$, charakteristického rysu jakostní širokopásmové kmitočtové modulace, vyžadující několikanásobně větší šířku přenosového pásma, než je mezní modulační kmitočet (15 kHz). Čím širší bude přenosová šířka pásma (samozřejmě důsledně využívaná), tím větší může být poměr $\Delta\Omega_n/\omega_{\text{dif}}$, tedy také odstup nf signálu vůči parazitním produktům na výstupu kmitočtového demodulátoru.

Z praxe víme, že při určité úrovni hlukového pozadí hudebního signálu se zvláště v tichých pasážích velmi nepříjemně uplatňují nf šumy, pokrývající široké kmitočtové spektrum od asi 4 kHz výše. K dalšímu zlepšení kvality reprodukovaného signálu se u rozhlasové FM užívá na straně vysílače úrovněho, kmitočtově závislého zdůraznění tohoto pásma, tzv. preemfáze. Na straně přijímače je naopak tato kmitočtová oblast nf pásma zpětně potlačována obvodem deemfáze. Přivzajemně dokonale inverzních přenosových charakteristikách obou funkcí zůstává celková útlumová charakteristika přenosové trasy nedotčena (obr. 12). Prakticky zadarmo se tím dosáhne lepšího odstupu signál/šum a dále se potlačí parazitní produkty detektoru v kritické kmitočtové oblasti. Všechny nežádoucí produkty de-



Obr. 12. Součinnost kmitočtově závislých korekčních členů na vysílači a přijímači straně přenosové cesty FM

tektoru jsou potlačovány podle průběhu deemfázové charakteristiky přijímače. Jak preemfázové, tak deemfázové korekční obvody mají charakter jednoduchých členů RC 1. řádu s časovou konstantou $\tau = 50 \mu\text{s}$, tj. kmitočtem zlomu $f = 3200 \text{ Hz}$.

Vlastnosti širokopásmové kmitočtové modulace, tedy modulace s velkým mezním kmitočtovým zdvihem $\Delta\Omega_n$, jsou mimořádně výhodné také z hlediska možného dosažení velké dynamiky přenosu akustického signálu a v neposlední řadě i zachování jeho velmi dobré linearity, tedy minimálního tvarového zkreslení.

U AM je z tohoto hlediska rozhodujícím kritériem přípustná mezní použitelná hlučka modulace, která z hlediska nezbytného zachování kontinuity výnosného signálu musí být mnohem menší než 100 %. Zároveň však nelze považovat za reálné využití menších hluček modulace než několik %, především pro vliv odstupu rušivých signálů a šumu na okamžitou úroveň modulační obálky signálu na straně přijímače. I když uvádíme v praxi nereálný poměr $m_{\text{max}}/m_{\text{min}} = 95\% / 5\% = 19$, bude mezní dosažitelná dynamika rovna přibližně $20 \log 19 = 25 \text{ dB}$.

U kmitočtové modulace se nemění amplituda, ale kmitočet signálu. Při mezním zdvihu $\Delta\Omega_n = 50 \text{ kHz}$ lze počítat s využitelnou „hlubokou modulací“ $\Delta\Omega_n \text{ max}/\Delta\Omega_n \text{ min}$ v rozsahu větším než dva řády a tedy i s dynamikou reprodukovaného signálu větší než 40 dB.

K obdobným výsledkům docházíme i při srovnání zkreslení demodulovaných signálů. U amplitudových detektorů běžného typu (diody) závisí zkreslení výstupního nf signálu na hloubce modulace. Jak dále poznáme, je zkreslení při mezních užívaných velikostech m několik procent. Jsou sice známy a mnohdy se také užívají detektory lineární, jejich užití je však sporné vzhledem k praktické nemožnosti dokonale odstranit vliv regulace zisku v stupně na průběh modulační obálky signálu. Jakostní přijímače FM naproti tomu dosahují zkreslení detekovaného signálu menšího než 1 %.

Stereofonní rozhlasový signál

I při množství článků, věnovaných konstrukci stereofonních dekodérů atd. se domnívám, že řada konstruktérů, kteří se o tuto problematiku chtějí zajímat hlouběji, nenachází na mnohé problémy odpověď proto, že jsou opomíjeny teoretické aspekty tvorby a vlastnosti zakódovaného stereofonního signálu. V našem případě však jejich stručný rozbor vhodně navazuje na předchozí přehled obou základních modulačních metod.

Zdůrazněme hned v úvodu, že při tvorbě modulačního stereofonního signálu se jedná o vhodnou formu zakódování nf signálů dvou kanálů (L, P) do signálu jediného, opět na nf úrovni. Tento signál s poměrně složitým časovým průměrem i kmitočtovým spektrem pak působí na kmitočtový modulátor vysílače FM obdobně, jako jednoduchý modulační signál na vysílače monofonního.

Z požadavku slučitelnosti (možnost přijímat „stereo“ signál na monofonní přijímač) vyplývá, že zakódovaný stereofonní signál musí vždy obsahovat monofonní modulační složku. Tento signál se označuje jako základní (master – M), podle způsobu tvorby ($M = L + P$) také jako součetový.

Aby byla v zakódovaném signálu obsažena i nezbytná stereofonní informace, je signál M doplňován dalším, doplňkovým (slave – S) signálem, označovaným také jako rozdílový ($S = L - P$).

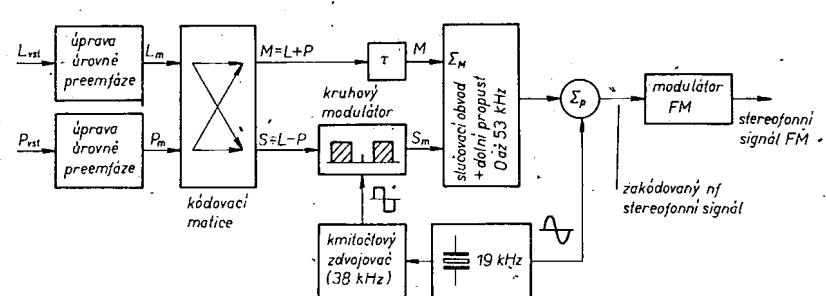
Vidíme, že ani jeden ze signálů M, S v zakódovaném stereofonním signálu sám o sobě informaci o skutečném stereofonním efektu přímo nenese. Monofonní přijímač využívá pouze součetové složky M, která je obdobou běžného monofonního modulačního signálu. Na rozdílovou složku S monofonní přijímač ne reaguje.

Dekodér stereofonního přijímače rekonstruuje oba požadované signály L, P ze zakódovaných signálů M, S v principu opačným způsobem, než tomu bylo na kódovací straně

$$L = M + S, \quad P = M - S.$$

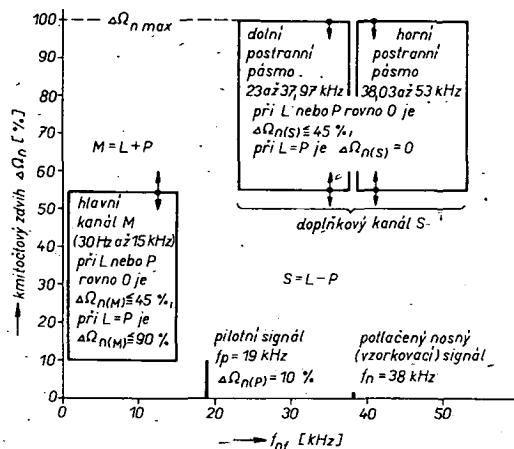
Charakteristickou vlastností každé kódovací soustavy je konkrétní způsob sloučení obou signálů M, S a dalších signálů pomocných do signálu jediného..

U nás a v celé Evropě s výjimkou SSSR se užívají metody, založené na bázi tzv. časového multiplexu s pilotním signálem. Princip vzniku si nejlépe ukážeme na blokovém schématu dnes již neužívaného maticového kodéru (obr. 13). Vstupní nf stereofonní signály L, P přicházejí po úpravě úrovně a běžné preemfázi na



Obr. 13. Zjednodušené blokové schéma maticového stereofonního kodéru

Obr. 14. Kmitočtové rozložení a toleranční pole mezních zdvihů jednotlivých složek úplného zakódovaného stereofonního signálu (obrázek platí pro $U_{L_{\max}} = U_{P_{\max}}$)



maticový obvod, kde se jejich lineární kombinací vytvoří základní kódovací signály M, S . Signál M odpovídá běžnému monofonnímu modulačnímu signálu. Doplňkový signál S musí být před společným zavedením na modulátor vhodně upraven tak, aby:

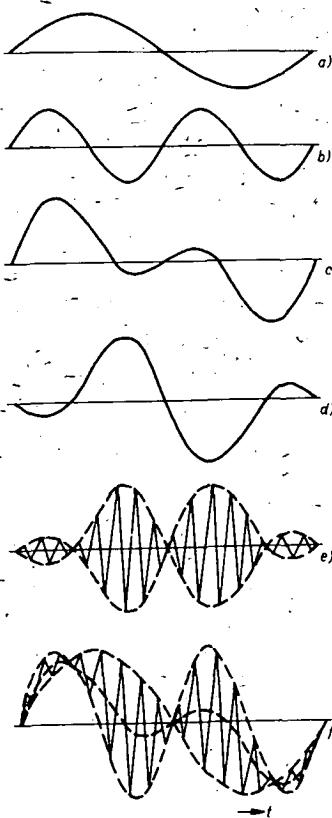
- minimálně ovlivňoval následné spektrum signálu M , tím i jeho zkreslení a přeslechy na straně přijímače,
- sám byl obdobně co nejméně ovlivňován signálem M ,
- oba signály za nejrůznějších vzájemných kombinací nepůsobily překročení mezního přípustného zdvihu $\Delta f_{n_{\max}}$ kmitočtového modulátoru,
- jakost stereofonního signálu (kmitočtové pásmo, dynamika, odolnost vůči šumu a rušení ...), dekódovaného na přijímací straně, byla co největší.

Tyto požadavky splňuje maticový kodér pouze částečně. Doplňkový signál S se přivádí jako modulační na ní amplitudový modulátor (např. kruhový) s potlačeným nosným signálem kmitočtu 38 kHz. Důvod k volbě 38 kHz vyplývá z obr. 14. Vidíme, že modulaci dochází ke kmitočtové transpozici obou postranních pásem modulovaného signálu S_m ($f_{\min} = 23$ kHz, $f_{\max} = 53$ kHz) nad horní mezní kmitočet (15 kHz) součtového signálu M s poměrně širokým (a užitečným) vzájemným odstupem 7 kHz. Rozložení kmitočtových spekter (obr. 14) vyplývá ze striktního omezení nf pásm a obou vstupních signálů L, P v rozsahu 30 Hz až 15 kHz. Signál M i obě postranní pásmo signálu S_m se lineárně sloučují v obvodu Σ_M , čímž je vytvořena podstatná část zakódovaného stereofonního nf signálu. Tato směs se pro potřeby dekódéru stereofonního přijímače pouze doplňuje pilotním signálem harmonického průběhu (19 kHz), nacházejícím se právě v přibližném středu mezer 7 kHz.

Představu o kódovací metodě i o vzniku zakódovaného stereofonního modulačního signálu upřesňuje obr. 15, znázorňující postup zpracování dvou kmitočtové i fázově synchronních vstupních signálů L, P sinusového průběhu o shodné amplitudě a oktaovovém kmitočtovém poměru $f_L = f_P/2$. Signály jsou na obr. 15a, b. Výstupní signál M, S , vzniklé lineární kombinací v poměru 1:1, jsou na obr. 15c, d. Výstupní signál S_m amplitudového modulátoru s úplně potlačeným nosným signálem je na obr. 15e. Tento signál má nulovou stejnosměrnou složku. Lineární superpozice signálů M a S_m v součtovém obvodu Σ_M způsobí, že střední hodnota signálu S_m (vlastně jeho okamžitá ss složka) sleduje přesné průběh základního

signálu M , obr. 15f. Po doplnění posledního signálu pilotním signálem, na obr. 15g již pro přehlednost nezakreslený, je kódovací proces ukončen, signál může být přiveden na vstup kmitočtového modulátoru.

Zbývá si říci, proč se vůbec používá pilotní signál. Důvodem je nutnost obnovit nosný signál 38 kHz na straně dekódéru stereofonního přijímače. Pak je logické ptát se, proč je nosná 38 kHz potlačována



Obr. 15. Časové průběhy základních signálů maticového kodéru při sinusových modulačních vstupech $U_L = U_P$, $f_L = f_P/2$; a) modulační signál L , b) modulační signál P , c) hlavní, součtový signál M na výstupu kódovací maticy ($M = L + P$), d) doplnkový, rozdílový signál S na výstupu kódovací maticy ($S = L - P$), e) časový průběh a modulační obálka signálu S_m na výstupu nf amplitudového (kruhového) modulátoru s potlačenou nosnou 38 kHz. Při nulové úrovni modulačního signálu S má nulovou úroveň i modulovaný signál S_k , f) zakódovaný ní stereofonní signál (bez pilotního signálu) na výstupu sluchovacího obvodu Σ_M . Modulační obálka signálu S_m z obr. e) je rozložena souměrně vůči průběhu základního signálu M .

a když už, proč úplně (nosná 38 kHz je na kódovací straně potlačena tak, aby její vliv na kmitočtový závh vysílače byl menší než 1 % $\Delta f_{n_{\max}}$). Pilotní signál se naproti tomu vysílá s amplitudou, působící závh 8 až 10 % z $\Delta f_{n_{\max}}$.

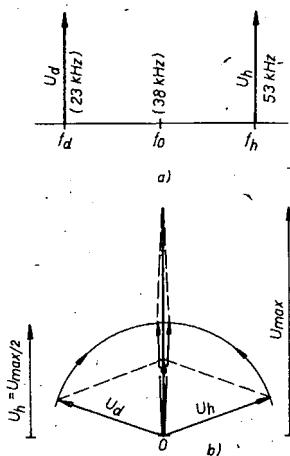
Ze základní teorie AM víme, že amplituda nosné je konstantní (obr. 4) a vůči amplitudě postranních pásem velká, i při modulaci 100% je ještě stále rovna dvojnásobku amplitudy postranních pásem. Jsou proto dva zásadní důvody k jejímu potlačení. Za prvé by sama o sobě působila trvalý mezní kmitočtový závh modulátoru FM, za druhé byla příčinou vzniku intenzivního, trvalého a nemaskovaného rušení obou signálů M, S (vznik rušivých spekter). Připustíme-li tedy nutnost potlačit nosnou 38 kHz, je jasné, že v dekodéru musí být opět obnovována a to s vysokou kvalitou i stabilitou nejen z kmitočtového, ale i fázového hlediska. Malá vzájemná kmitočtová mezera mezi oběma postranními pásmi, vyplývající z přenosu nízkých modulačních kmitočt ($\Delta f_p = 2,30$ Hz = $= 60$ Hz), obdobně řešení v praxi znemožňuje, a to i při užití smyčky AFS s malou šumovou šífkou. Právě proto využívá kódovací princip k přenosu referenční fázové informace pilotního signálu 19 kHz = 38 kHz/2, souhlasného s nosnou co do kmitočtu i fáze a využívajícího „hluchého“ rozdílového intervalu 7 kHz.

Z pasáží, věnovaných FM víme, že mezní kmitočtový závh $\Delta f_{n_{\max}}$ je u normy OIRT ± 50 kHz. U normy CCIR je větší a to ± 75 kHz. Tyto zdvihy nesmí být pochopitelně překročeny ani při modulaci vysílače stereofonním signálem. Protože se při modulaci přirozeným akustickým stereofonním signálem náhodně mění amplitudy signálů L, P i jejich vzájemný poměr, mění se stejně náhodně i modulační úroveň signálů M, S a jim odpovídající okamžité zdvihy kmitočtově modulovaného signálu vysílače.

Z principu vzniku statický vyváženého stereofonního signálu i jeho monofonního ekvivalentu M a stereofonního doplnku S lze odvodit, že oba modulační signály M a S_m se mohou za všech okolností na okamžitém zdvihu Δf_n podlet tak, aby nepřesáhl určitou zvolenou mez, což si lze poměrně názorně ukázat na obr. 15f, předpokládáme-li, že odpovídá právě mezním vstupním signálů, tj. $U_{L_{\max}}, U_{P_{\max}}$. Vidíme, že má-li monofonní signál M i jemu odpovídající ss složka zakódovaného signálu na obr. 15f právě největší amplitudu, blíží se amplituda doplnkového signálu S a jí odpovídající modulační obálka zakódovaného signálu na obr. 15f nule. Naopak, při minimální úrovni monofonního signálu dosahuje amplituda signálu doplnkového a tedy i rozkmit obálky zakódovaného signálu největšího rozkmitu. V obou případech je však mezní rozkmit působený vzájemnou součinností obou signálů M, S_m stejný. Stejný bude proto i špičkový kmitočtový závh vysílače.

Podle naší stereofonní normy je mezní kmitočtový závh Δf_n , jež může být způsoben slučitelným signálem M , rovna 90 % mezního kmitočtového zdvihu při přenosu monofonního signálu. Stejný mezní zdvih odpovídá doplnkovému signálu S . Zbytek, 10 %, odpovídá špičkovému zdvihu, působenému pilotním signálem. Všechny uvedené signály se na celkovém kmitočtovém zdvihu podílejí podle obr. 14.

Při orientačním náhledu na charakteristiku kmitočtově modulovaného stereofonního signálu si stačí vzpomenout na význam modulačního koeficientu K pro odolnost signálu vůči parazitním detekčním produktům. Součtový signál M má při

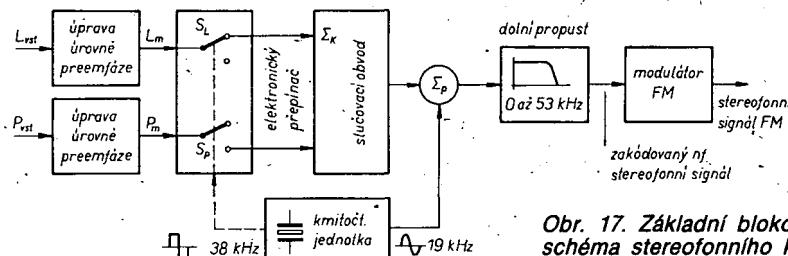


Obr. 16. a) Kmitočkové spektrum signálu S_m pri modulaci sinusovým signálem ($f_m = 15 \text{ kHz}$); b) vektorový diagram k určeniu podielu postranných signálov. U_d , U_h na výsledné amplitudové modulovaného signálu S_m (každé narušenie amplitudové i fázové symetrie signálu U_d , U_h znamená zkreslení modulačnej obálky U_{S_m} a tím i signálu L , P po dekódovani).

mezním modulačným kmitočtu 15 kHz a zdvihu '90 % Δf_{max} prakticky stejný index K ako monofonný signál. Celkové modulačné spektrum včetne postranných pásem S_m je ovšem vzhľadom k spektru monofonného signálu podstatne širší, asi 3,5krát. Proto bude i modulačný index signálu S_m podstatne menší a navíc rôzny pro složky horného i dolného pásma, podliejúci sa na okamžité amplitudové modulačné složky podle obr. 16. Signál M proto bude na prijímací strane vúči rušivým signálom, šumu atd. podstatne odolnejší, než signál S . Pro jakostný prijíem stereofonného signálu je proto nutná, ve srovnáni s prijímem monofonného, mnohem väčšiu intenzitu pole signálu (minimálne o 20 dB), kryjúci zvýšené požiadavky na odstup signál/šum. V Ročenke ST 70 se uvádí minimální intenzita pole pro nerušené venkovské prostredie 50 $\mu\text{V}/\text{m}$, pro běžné venkovské prostředí 250 $\mu\text{V}/\text{m}$ a města větší než 1 mV/m . Na rozdíl od monofonného prijímu je třeba vyloučit současný prijíem signálu z přímé a odrazových cest, působící nepravidelně na fázové relace spektrálních složek signálů M , S vůči sobě a pilotnímu signálu. To jsou však již problémy známé ze stránek AR.

Vráťme se k malému modulačnému indexu K signálu S_m , postihujúcemu predevším jeho hornú postrannú pásmo. Vedle zmínenej negatívnej vlivu na odolnosť vůči rušivým signálom u něj môžeme nalézť i vlastnosť veľmi príznivou. Spôsívá v tom, že pre prenos stereofonného signálu není zapotrebí širšieho kmitočtového spektra, než ktoré vyžaduje signál monofonný. Tato skutečnosť je na prvni pohled paradoxná, uvažujeme-li několikanásobne širší kmitočtové spektrum zakódovaného stereofonného signálu (30 Hz až 53 kHz) vůči monofonnému (30 Hz až 15 kHz). Pokusme sa tedy určiť nutnou šírku prenosového kanálu pro „mono“ i „stereo“.

Již jsme si ukázali na příkladu modulace sinusovým signálem, jak se zvětšuje potřebná šírka prenosového kanálu signálu FM a tedy i počet úrovňově významných spektrálních čar s modulačným indexem. K poměrně přesnému stanovení šírky pásmá B se však nemusí pro harmonický modulační kmitočet bezpodmínečně vycházet z Besselových funkcí. V praxi lze užit vzťahu



Obr. 17. Základné blokové schéma stereofonného kodéru na bázi časového multiplexu

$$B = 2f_m (1 + K + \sqrt{K}),$$

určujúciho šírku pásmá, potrebnou k prenosu všech spektrálních čar s amplitudou větší než 1 % amplitudy nosné při nulové modulační úrovni. Pro srovnání s dříve uvedenými výsledky vypočítejme šírku pásmá pro prenos monofonného signálu B_1 % v normách OIRT a CCIR.

$$B_{\text{OIRT}} = 2,15 (1 + 3,33 + \sqrt{3,33}) = 185 \text{ kHz},$$

$$B_{\text{CCIR}} = 2,15 (1 + 5 + \sqrt{5}) = 250 \text{ kHz}.$$

Vidíme, že uvedené kritérium lze dobře užít. Při rozboru požadavků na šírku pásmá B_1 % vydeme z mezních modulačních zdvihu obou modulačních signálů Δf_{max} , $\Delta f_{\text{s max}}$. Signál M může zřejmě vytvářet při signálech $U_{\text{L max}}$, $U_{\text{P max}}$ na vstupu kodéru největší modulační zdvih v okamžiku ztráty doplňkové stereofonní informace. Tehdy je $M = L + P$, $S = 0$. Vzhledem k normou zaručenému meznímu poměru $\Delta f_{\text{M max}} = 0,9 \Delta f_{\text{n max}}$ je bez dalšího rozboru jasné, že pro jakostní přenos signálu M musí šírka pásmá, stanovená pro běžný monofonní přijímač, vyhovovat s rezervou.

Stanovme proto požadavky na prenosové pásmo, vyplývající z použití modulačního signálu S , přesněji jeho amplitudově modulovaných postranných pásem S_m . Podmínkou dosažení mezní modulační úrovni signálu S jsou obdobně jako v předcházejícím případě mezní amplitudy signálů $|U_{\text{L max}}| = | - U_{\text{P max}} |$ nebo opačně. Jen v takovém případě může složka $S = L - (-P)$ vytvářet mezní kmitočtový zdvih $\Delta f_s = 0,9 \Delta f_{\text{n max}}$. Víme, že signál S neovlivňuje zdvih kmitočtového modulátoru přímo, ale prostřednictvím postranných pásem amplitudově modulovaného signálu S_m . Při modulačním kmitočtu $f_m = 15 \text{ kHz}$ jsou výstupem modulátoru AM s potlačenou nosnou signály mezních postranných kmitočtů $f_d = 23 \text{ kHz}$ a $f_h = 53 \text{ kHz}$ (obr. 16a), jejichž amplitudy se podílejí na rozkmitu amplitudově modulovaného signálu S_m podle obr. 16b. Pro praktickou potřebu plně stačí uvažovat pouze vliv horního postranného kmitočtu $f_h = 53 \text{ kHz}$, jehož podíl na špičkové amplitudě signálu S_m a tím i zdvihu Δf_s je pouze 50 %. Uvažovanému extrémnímu případu tedy odpovídá podíl signálů, na celkovém kmitočtovém zdvihu $\pm 0,9 \Delta f_{\text{n max}}/2$, tj. u normy OIRT $\pm 22,5 \text{ kHz}$, u CCIR $\pm 33,8 \text{ kHz}$. Příslušné modulační indexy jsou $K_{\text{OIRT}} = 22,5/53 = 0,42$, $K_{\text{CCIR}} = 33,8/53 = 0,64$. Po dosazení do rovnice pro určení šírky pásmá B_1 %

$$B_{(S)\text{OIRT}} = 2,53 (1 + 0,42 + \sqrt{0,42}) = 219 \text{ kHz}$$

$$B_{(S)\text{CCIR}} = 2,53 (1 + 0,64 + \sqrt{0,64}) = 259 \text{ kHz}$$

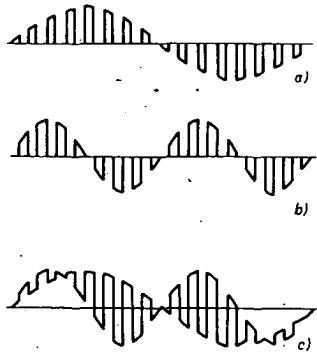
vidíme, že zvláště u normy CCIR se šírka pásmá potrebná pro jakostní přenos kmitočtové modulovaného stereofonného signálu téměř neliší od šírky pásmá pro monofonní signál. Důvod lze vidět v rychlém zmenšení amplitud spektrálních čar

vyššího řádu pro signály s malým modulačním indexem K .

Šírka prenosového pásmá ovšem není z hlediska kvality přenosu signálu FM stereofonního rozhlasu jediným kritériem. Stejný význam má i průběh přenosové fázové charakteristiky, především její linearita (skupinové zpoždění). Nerovnosti v průběhu fázové charakteristiky se projevují zkreslením, omezením dynamiky a zvětšením přeslechů dekódovaných stereofonních signálů.

Pozornému čtenáři bez praktických zkušenosť možná ještě stále vrtá hlavou, proč se principu popisované kódovaci metody říká časový multiplex. Vráťme se zpět k časovému rozvoji zakódovaného signálu na obr. 15f. Zjišťujeme, že každá vrcholová hodnota amplitudově modulovaného doplňkového signálu S_m od nulové složky v daném časovém okamžiku právě určuje odpovídající úroveň jednoho z původních modulačních signálů L , P na vstupu kodéru. Jejich časový průběh v integrální formě postihují vzájemně se prolínající modulační obálky zakódovaného signálu, srovnaj s obr. 15a, b. Časový multiplex tedy spočívá právě v periodickém, multiplexním ukládání informačního obsahu signálů L , P do okamžité vrcholové úrovni zakódovaného signálu s přesnou posloupností (L, P, L, P, \dots) .

Maticový kodér, který posloužil k znázornění základních kódovacích principů, má řadu nedostatků, pro které se dnes již prakticky neužívá. Patří k nim' nutnost maticovat signály L , P a především potřeba pomocné amplitudové modulace s potlačenou nosnou. Tím vznikají problémy s časovou a fázovou stabilitou, nutnost vyrovnávat fázové poměry v přímém M a modulovaném signálu S_m . Zakódovaný signál má omezenou jakost (dynamika, preslesky, stabilita). Současná technika umožňuje nesrovnatelně lepší kódování signálu, a to na přímém multiplexním principu, obr. 17. Z blokového schématu vidíme, že oba vstupní modulační signály L , P jsou po úpravě úrovní a preemfází zaváděny přímo na dvojici synchronně pracujících elektronických spínačů, řízených signálem o kmitočtu 38 kHz (odpovídá kmitočtu pomocné nosné vlny u maticového kodéru). Oba synchronní spínače pracují v protifázi, každý z nich je aktivní přesně po dobu jedné poloviny vzkrovací periody $t_v = 1/(2,38 \text{ kHz})$. Uvažujeme-li pro srovnání opět stejně modulační signály jako na obr. 15, budou na výstupech obou přepínačů jejich vzkrovované obrazy (obr. 18a, b) a ty se sloučí v obvodu Σ_M (obr. 18c). Projde-li tento signál dolní propustí $0 \text{ až } 53 \text{ kHz}$, jež odfiltruje všechny vyšší harmonické vzkrovací kmitočty mimo základní, vidíme, že bude přesně shodný se zakódovaným signálem z maticového dekodéru (obr. 15) s tím rozdílem, že může být mnohonásobně



Obr. 18. Princip činnosti časově multiplexního stereofonního kodéru: a) průběh periodicky vzorkovaného signálu L na výstupu elektronického přepínače, b) průběh obdobně zpracovaného signálu P , vzorkovaného vždy v opačné polovině periody řidicího signálu (38 kHz), c) průběh sloučeného multiplexního signálu na výstupu obvodu Σ_M . Po doplnění pilotním signálem a po průchodu dolním propustním vzniká plnohodnotný zakódovaný nf stereofonní signál

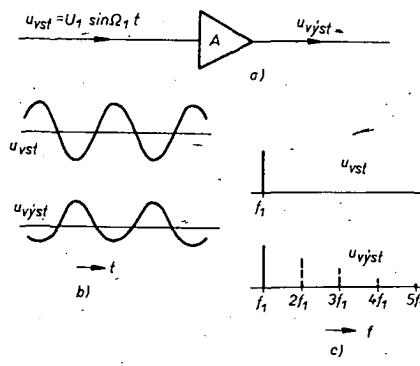
jakostnější. Neuplatňuje se omezená dynamika ani vliv fázové charakteristiky pomocného amplitudového modulátoru. Celý signál prochází z výstupu elektronického přepínače společnou cestou a ta ovlivňuje oba signály M , S_m shodně. Pro získání kompletního zakódovaného signálu je opět třeba ovšem doplnit signál pilotním signálem 19 kHz, fázově shodným s přepínacím kmitočtem 38 kHz.

Dominující se, že jsme se dosud zabývali podstatnými problémy a to tak podrobně, aby se čtenář mohl vyznat v článcích, věnovaných praktickým konstrukcím, neboť např. při pochopení podstaty tvorby zakódovaného signálu přestává být problémem i orientace ve využití moderních stereofonních dekódérů.

Koncepce a obvody rozhlasových přijímačů

Přijímače s přímým zesílením

Typické blokové schéma jednoduchého přijímače tohoto typu je na obr. 19. Jeho základem je vhodný demodulátor. U přijímačů AM se nejčastěji užívá detektoru diodových. Optimální činnost detektoru zajišťuje selektivní, laděný výstupní zesílovač, který určuje dva základní parametry zařízení, vysokofrekvenční citlivost a selektivitu. Tím jsou, spolu s nf zesílovačem, vymezeny základní funkční bloky přímozesílujícího přijímače. Při výšších náročích na jakost přijímače vypřívá dálé, z úrovnově rovnahy i mezi linearity užitých



Obr. 20. Nelineární přenosový člen (a) reaguje na sinusový vstupní signál jeho tvarovým zkreslením v časové (b) a tvorbou harmonického kmitočtového spektra v kmitočtové (c) rovině.

aktivních prvků účelnost automatické regulace zisku (AVC), upravující citlivost přijímače podle velikosti přijímaného užitčného signálu.

Přímozesílující přijímač by i přes svoji jednoduchost mohl být teoreticky ideálním řešením, nebyť jediného, ale zásadního problému. Je jím omezená, konečná selektivita vstupního laděného obvodu LC . Dosáhnout jejího ideálního průběhu je současnými technickými prostředky nemožné.

Celková výstupní selektivita přijímače se může zlepšit kaskádou laděných obvodů LC nebo filtrů, zařazených do jednotlivých selektivních zesílovacích stupňů. Nutnost velké vstupní selektivity však klade vysoké nároky na parametry prvního z aktivních zesílovacích obvodů. Pro jeho linearity (při velkých vstupních signálech) dochází v praktickém provozu k tvarovému a tím i harmonickému zkreslení signálu, které samo o sobě není tím nejhorším. Nedokonalá vstupní selektivita má však za následek, že na vstup aktivního prvku (tranzistoru) může přicházet současně několik vstupních signálů AM, které spolu s žádaným (vyladěným) i samy mezi sebou mohou na linearity tranzistoru způsobit vznik celé řady nežádoucích, z hlediska užitečného příjmu rušivých signálů a zkreslení.

Ponechme stranou obvyklé problémy statické výstupní selektivity, souběžného ladění několika obvodů LC , šumové poměry, anténní vazby, citlivosti atd. a zaměřme se na dynamickou selektivitu, podstatnou měrou závislou právě na uplatnění linearity výstupního zesílovače.

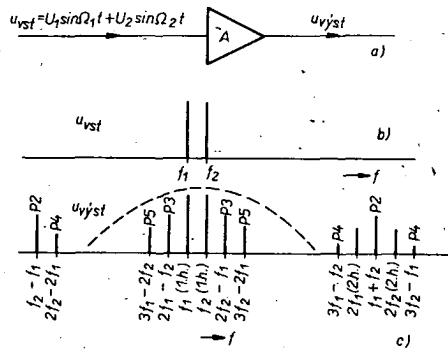
Z horních průběhů na obr. 20 vidíme, že u lineárního neladěného zesílovače, popř. u běžného zesílovače, který však zpracovává malý vstupní signál, je průběh signálu na výstupu tvarové nezkreslený. Sinusový vstupní signál tak může být i po zesílení interpretován v kmitočtové rovině

jedinou spektrální čarou. U nelineárního zesílovače (spodní průběhy) dochází k tvarovému zkreslení, v kmitočtové rovině ke vzniku nežádoucích harmonických vyššího řádu. Jejich spektrální čáry mají rozestup v rastru $\Delta f = f_1$, poměrné amplitudy jsou funkci konkrétního stupně nelinearity převodní charakteristiky (analyzovat je lze rozvojem přenosové funkce Taylorovou řadou). U výstupního obvodu ladesného na základní harmonickou jsou však vyšší harmonické složky vždy dostatečně potlačeny tak, že mohou být daleko zanedbány. Při jednom sinusovém vstupním signálu se proto problém redukuje na stanovení jeho zkreslení, v případě zpracování jediného signálu AM na zkreslení průběhu jeho modulační obálky. Lze odvodit, že činitel zkreslení

$$k_m \sim \frac{1}{4} \frac{S''}{S} m U_{vst}^2$$

je úměrný poměru druhé derivace strmosti (S'') převodní charakteristiky k vlastní strnosti a samozřejmě i hložce modulace m . Zkreslení se dále zvětšuje se čtvercem vstupního signálu. Vidíme, že absolutní linearity převodní charakteristiky ($S=k$) není pro dosažení nezkresleného průběhu modulační obálky základním výstupním signálu. Někdy je však výhodou, že nezkreslený signál je následně využit k významnému zlepšení linearity.

Vše je zjednodušeno, uvažujeme-li jediný sinusový, popř. AM signál na vstupu výstupního zesílovače. Na vstup výstupního zesílovače se může vstupní signál sám současně přicházet celá směs rozhlasových signálů, šumů a různých rušivých produktů. Uvažujeme proto dál (obr. 21) na vstupu zesílovače dva sinusové vstupní signály $f_1 \neq f_2$ vel-

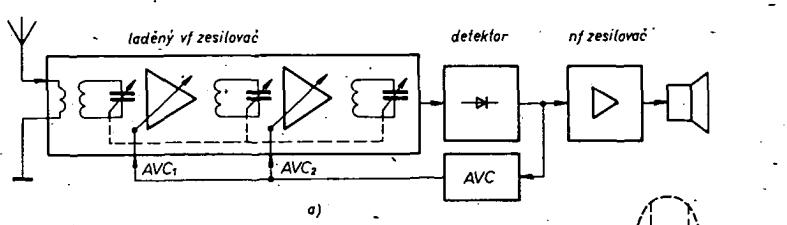


Obr. 21. Nelineární přenosová funkce je příčinou vzniku intermodulačního zkreslení

kých amplitud. Po zpracování ideálním, lineárním zesílovačem by bylo výstupní spektrum opět tvorené pouze dvěma základními spektrálními čarami (obr. 21b). Superposice signálů na vstupu nelineárního přenosového člena však působí vedle harmonických složek vyššího řádu také vznik velmi nepříjemných intermodulačních produktů, kombinačních kmitočtů, které nejsou se vstupními (v našem případě f_1, f_2) v žádném harmonickém poměru. Výsledné výstupní spektrum zesílovače s neladěným výstupem může být stanoveno ze vztahu

$$f_{p+q} = |\pm p f_1 \pm q f_2|$$

v němž součet $p + q$ označuje řadu nelinearity převodní charakteristiky zesílovače. Při výpočtu dosazujeme za p, q všechna celá čísla, vyhovující tomuto předpokladu. Například pro převodní charakte-



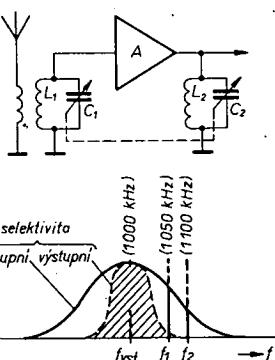
Obr. 19. Základní schéma přijímače s přímým zesílením (a) a jeho kmitočtový diagram (b)

ristiku 2. řádu lze odvodit, že na výstupu zesilovače budou vedle signálů základních a harmonických kmitočtů ($f_1, f_2, 2f_1, 2f_2$), přítomny také intermodulační produkty 2. řádu (f_1-f_2, f_2-f_1), u zesilovače s převodní charakteristikou třetího řádu k nim vedle základních harmonických ($3f_1, 3f_2$) přibudou intermodulační produkty 3. řádu ($2f_1-f_2, 2f_2-f_1$), atd.

Na obr. 21c je pro názornost rozložení výstupního spektra obecného nelineárního čtyřpolu, počítané pro převodní charakteristiku 5. řádu a zkreslené pro oblast dvou blízkých základních kmitočtů f_1, f_2 a nejbližší okolí. Fakt, že výstupní selektivita laděného výstupního zesilovače odstraňuje ze spektra zesílených signálů signály kmitočtů, vzdálených od základních harmonických f_1, f_2 , je v obr. 21c znázorněn čárkováním průběhem výstupního laděného obvodu. Harmonické základní kmitočty kf_1, kf_2 jsou opět bezpečně potlačeny. Potlačeny jsou i intermodulační produkty 2. řádu (f_1-f_2, f_2-f_1) – opět vidíme výhodnost užívání unipolárních tranzistorů. Intermodulační produkty 3. řádu, tj. složky $2f_1-f_2, 2f_2-f_1$ a 5. řádu, tedy složky $3f_1-f_2$ a $3f_2-f_1$, však již někdy být odfiltrovány nemohou a jsou příčinou intermodulačních rušení a zkreslení výstupního signálu.

V1 Intermodulace

Podle obr. 22 předpokládejme, že je přijímač naladěn na signál určitého kmitočtu f_{vst} , kde právě nepracuje žádný vysílač. V blízkém okolí, pro něž je útlum vstupního obvodu LC nedostatečný, však předpokládejme výskyt dvou silných signálů



Obr. 22. Princip přímého uplatnění výstupního obvodu LC

nálů nosných kmitočtů f_1, f_2 . Uvažujme pro jednoduchost nelinearitu převodní charakteristiky zesilovače 3. řádu. Intermodulační produkty 2. řádu jsou bezpečně mimo selektivitu výstupního obvodu LC . Produkty 3. řádu jsou při naznačených kmitočtech

$$2f_1-f_2 = 2100 - 1100 \text{ kHz} = 1000 \text{ kHz},$$

$$2f_2-f_1 = 2200 - 1050 \text{ kHz} = 1150 \text{ kHz}.$$

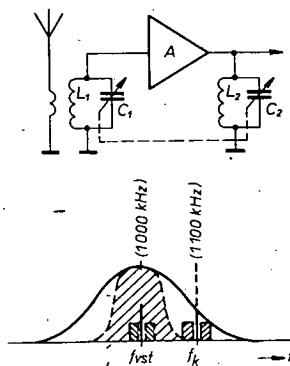
Vidíme, že především složka $2f_1-f_2$ spadá přímo do středu propustného kmitočtového pásma a nemůže být v žádném případě výstupním selektivním obvodem zesilovače (čárkován) odstraněna ani potlačena. Tento intermodulační produkt bude tedy přijímačem zpracován jako rozhlasový signál na kmitočtu 1 MHz, který ovšem ve skutečnosti vůbec neexistuje. Bude-li navíc alespoň jeden ze signálů f_1, f_2 modulován, bude modulován i intermodulační signál f_{vst} . Obdobně nestabilita poměru f_1/f_2 má za následek kmitočtové odchylky f_{vst} , které mohou být

detektorem přijímače vyhodnoceny jako intermodulační hvizdy. Ty je třeba odlišit od hvizd interferenčních, vznikajících i při dokonalé linearity v obvodu omezenou celkovou výstupní selektivitou přijímače. Interferenční hvizdy vznikají akustickým záznějem signálů nosných kmitočtů či modulačních spekter sousedních vysílačů v detekčním obvodu.

Křížová modulace

Příčiny vzniku křížové modulace jsou stejně jako příčiny v intermodulaci. Mechanismus je však poněkud odlišný, nepodléhá žádným selektivním kritériím. Pro vznik křížové modulace stačí jeden užitečný a jeden rušivý rozhlasový signál.

Předpokládejme, že je přijímač naladěn shodně jako v předchozím případě (obr. 23). Na kmitočtu f_{vst} tentokrát předpokládejme nemodulovaný signál nosného kmitočtu, harmonický výstupní signál 1 MHz. Na druhém, libovolně vzdáleném kmitočtu,



Obr. 23. Princip vzniku křížové (příčné) modulace

ovšem ovlivněném požadavkem konečného útlumu vstupního obvodu LC v zesilovače, uvažujme silný vysílač AM s kmitočtem nosného f_k a modulačním spektrem $f_k \pm f_{m(k)}$. Příčinou vzniku křížové modulace je opět nelinearita převodní charakteristiky výstupního zesilovače, která způsobuje, že nosná a kmitočtu f_{vst} je modulována spektrem $\pm f_{m(k)}$ rušivé stanice. Při zániku modulace rušivého vysílače zaniká i křížová modulace. Lze dokázat, že hloubka parazitní křížové modulace je úměrná vztahu

$$m_k \sim \frac{1}{2} \frac{S''}{S} U_k^2 m_k$$

je tedy opět podmíněna nelinearitou převodní charakteristiky výššího než druhého řádu.

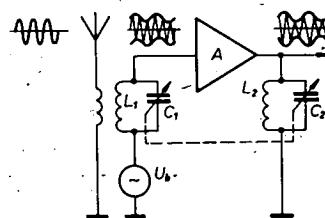
Je třeba poznamenat, že jak intermodulační, tak křížové rušení může nastat již tehdy, než ještě osciloskopem zjistíme větší nelinearity v modulační obálce signálu. Oba jevy velmi znesnadňují konstrukci jakostních přijímačů AM všech typů. Jakmile je jednou výstupní signál některou z uvedených parazitních modulací ovlivněn, nemůže již být vzniklé zkreslení žádným způsobem odstraněno. V praxi se samozřejmě všechny druhy parazitních příjemů a rušení vyskytují současně, jednotlivé intermodulační produkty vznikají i v několika stupních výstupního zesilovače, vžájemně se ovlivňují a kombinují. Tím vzniká nepřehledná situace, patrná především při příjmu slabých stanic v oblastech silných rušivých signálů. Velká vstupní selektivita a linearity výstupního zesilovače jsou základními prostředky k získání využívajících intermodulačních parametrů.

Parazitní modulace brumem a průmyslovým rušením

Mnohý amatér si možná těžko vysvětluje výskyt nepříjemného síťového brumu, vyskytujícího se v pásmech AM při vyladění přijímače na signál nosného kmitočtu silně, zpravidla místní stanice. Tento jev se nejvíce vyskytuje u síťových přijímačů, u nichž lze také pozorovat (ve srovnání s bateriově napájenými) mnohem menší odolnost vůči průmyslovému rušení.

Příčina obou těchto jevů je opět v přenosové nelinearitě v obvodu. Síťové brumy (50, 100 Hz) či jiné rušivé signály, pronikající na vstupy výstupního zesilovače nejrůznějšími cestami (nedokonalé filtrace, síťový rozvod, anténní přívody, indukční a kapacitní vazby, nevhodné zemnění...) se „slučují“ s užitečným signálem a působí podle své velikosti, větší či menší změny pracovního režimu obvodu. Je-li převodní charakteristika nelineární, mění se okamžité strmosti S a tím vzniká parazitní amplitudová modulace. Na rozdíl od předchozích případů stačí i sebemenší odchylka od lineární převodní charakteristiky, protože hloubka parazitní modulace, obr. 24,

$$m_b \sim \frac{S'}{S} U_b.$$



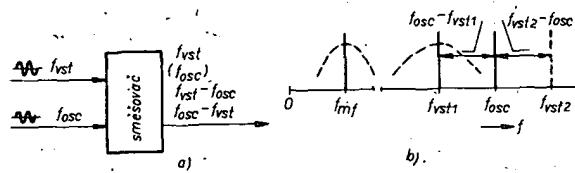
Obr. 24. Nelinearity výstupního obvodu umožňuje vznik rušivé amplitudové modulace parazitním vstupním nf signálem (U_b), impulsními poruchami atd.

Jak vidíme, rušení se značně zvětšuje s rádem převodní nelinearity. V detekčním signálu lze kromě brumové složky pozorovat i zkreslení vzniklé vlivem nelineárních intermodulačních produktů rušivého a modulačního signálu. Mimo brum mohou po síťovém rozvodu atd. pronikat na vstupy jednotlivých výstupních zesilovačů i různé průmyslové rušivé signály často značné úrovně. Ty mohou, i když jsou kmitočtově mimo pásmo AM, i zcela znemožnit rozhlasový příjem. Mnohdy je až neuvěřitelné, jak lze zlepšit příjem v oblastech se zvýšeným průmyslovým rušením důsledným využitím základních odrušovacích prostředků (stínící fólie síťového transformátoru, filtrační a odrušovací členy, vhodné zemnění přijímače, stínění anténního svodu atd.).

Směšovací přijímače (superhety)

Všechny současné, průmyslově využívané přijímače dnes využívají směšovacího (superheterodynového) principu, který odstraňuje charakteristické nedostatky přijímačů s přímým zesílením.

Každý superhet se skládá z těchto hlavních částí: z oscilátoru, směšovače, mezipřevodního zesilovače + demodulátoru a nf zesilovače. Mf zesilovač je



Obr. 25. Princip činnosti ideálního směšovače a jeho kmitočtový diagram (b)

obdobou přijímače s přímým zesílením fixně naladěného na zvolený, pevný mf kmitočet. Kmitočtovou přeladitelnost umožnuje využití směšovacího principu. Směšovač má za úkol zajistit kmitočtovou transpozici libovolného zvoleného vstupního signálu na signál o kmitočtu mf zesílovače s určitou definovanou šířkou propustného pásma. Vše, co směšovač udělá navíc (a je toho dost!), je vždy pro optimální funkci přijímače nežádoucí.

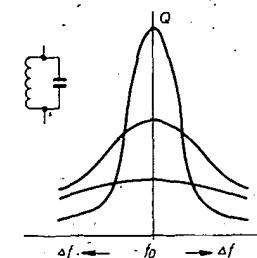
Všimněme si činnosti směšovače blíže (obr. 25). Na jednom ze vstupů směšovače předpokládejme zatím harmonický signál f_{vst1} , odpovídající nemodulovanému přijímanému signálu. Na druhém ze vstupů směšovače je rovněž signál sinusového průběhu f_{osc} , dodávaný oscilátorem přijímače. Směšovač musí kromě vlastné nežádoucího přenosu obou vstupních signálů zajišťovat především vznik směšovacích produktů, v ideálním případě pouze 2. řádu. Pro naš příklad to jsou signály $f_{osc} - f_{vst1}$ a $f_{osc} + f_{vst1}$. V souladu s praxí nyní předpokládejme, že na výstupu směšovače bude selektivní obvod LC , který ze směsi kmitočtových složek vybere pouze jedinou, a to $f_{osc} - f_{vst1}$. Budeme-li pak měnit kmitočet oscilátoru přijímače v určitém rozsahu $f_{osc \min}$ až $f_{osc \max}$ a na signálovém vstupu bude místo jediného signálu f_{vst1} široké kmitočtové spektrum rozhlasových signálů, mohou z nich na výstup směšovače projít pouze tři. Především je to signál o kmitočtu, odpovídajícímu rezonančnímu kmitočtu filtru LC (f_{LC}) a dále signály kmitočtů, odpovídajících podmínce $f_{vst} - f_{osc} = f_{LC} = f_{osc} - f_{vst}$. Všem těmto signálům odpovídá na výstupu směšovače signál pevného kmitočtu – kmitočtu mf zesílovače.

Aby nemohl být při každém nastavení oscilátoru současně zpracován dva kmitočtově odlehlel i jinak zcela nezávislé signály (obr. 25b f_{vst1} , f_{vst2}) a nepronikal přímý signál $f_{vst} = f_{mf}$, užívá se selektivních vstupních obvodů LC , laděných souběžně s oscilátorovým obvodem tak, aby byla splněna podmínka $f_{mf} = f_{osc} - f_{vst}$. Tím je (v ideálním případě) zajištěno zpracování jediného, právě vyláděného a žádoucího vstupního signálu. Pokud je vstupní signál modulovaný, je na mf signál transponována nejen jeho nosná, ale i celé modu-

lační spektrum. Jakostní směšovač musí zachovávat původní, nezkrácený průběh modulační obálky.

Nyní si již můžeme projít blokové schéma klasického rozhlasového superhetetu i jeho kmitočtový diagram, obr. 26. Antennní signál přichází na směšovač přes vstupní laděný obvod L_1, C_1 . Souběžně se vstupním obvodem je přeladován i kmitočet oscilátoru přijímače (L_2, C_2) tak, aby byla splněna podmínka $f_{osc} - f_{vst} = f_{mf}$. U rozhlasových přijímačů totiž (téma vždy) oscilátor pracuje o mf kmitočet výše, než je rezonanční kmitočet vstupního obvodu. Vzniklý mf signál se shodným průběhem modulační obálky jako má vyláděný signál vstupní je selektivně zesílován v obvodech mf zesílovače, v němž je soustředěna základní selektivita přijímače. Základní přenos směšovacích přijímačů spočívá v relativně jednoduché možnosti dosáhnout vysoké „statické“ selektivity, blízké optimální. Zatímco u přijímačů s přímým zesílením lze z technologických důvodů užít jen omezeného počtu selektivních členů nižšího řádu (nejčastěji jednoduchých obvodů LC , obr. 27a), může být selektivita mf zesílovače řešena mnohem dokonaleji. U starších superhetů se téma výlučně používaly dvojitý filtr LC , obr. 27b. Tvarový průběh přenosu těchto obvodů již nezávisí výlučně na činiteli jakosti Q_{el} , ale na součinu kQ_{el} , lze tedy kaskádou takových filtrů průběh mf selektivity výrazně optimalizovat. Šířka pásma ani tvarový průběh selektivity pevně laděného mf zesílovače nejsou na ladění přijímače vlivových – rozsah závislý, vzhledem k soustředění významného zisku právě v mf zesílovači může být dosaženo v relativně stálé citlivosti přijímače. V současné době se již téma výlučně používají mf filtry se soustředěnou selektivitou, které přinášejí řadu významných předností. Patří k nim především značné zlepšení selektivity, intermodulační odolnosti, zvětšení stability, zjednodušení konstrukce a nastavování přijímače. Sekundárním důsledkem kmitočtové stability těchto filtrů je i perspektivní možnost použití „číslicové“ ladění.

Dobrý průběh mezfrekvenční selektivity umožňuje potlačit rušení příjmu současně vysílači (viz f_{nc} na obr. 26b). Na demodulátor superhetetu tedy v ideálním



Obr. 27. Srovnávací diagram průběhu selektivity jednoduchého obvodu LC a dvojitého filtru LC ; a) selektivitu jednoduchého obvodu (paralelního) LC lze ovlivňovat pouze velikostí činitelů jakosti Q_{el} , b) podstatně zlepšení tvarového průběhu selektivity (strmosti boků přenosové charakteristiky) lze dosáhnout vázánými filtry LC

případě prochází pouze kmitočtové transponovaný signál vyláděného vysílače.

Superhetová koncepce ovšem není všeobecnější. I když řeší řadu podstatných problémů, mnohé nadále zůstávají, některé dokonce přibývají. Všimněme si nejprve právě těch.

a) Rušení na mf kmitočtu

Rušivé signály (blízké f_{mf}) mohou na mf zesílovač procházet i selektivními vstupními obvody (L_1, C_1).

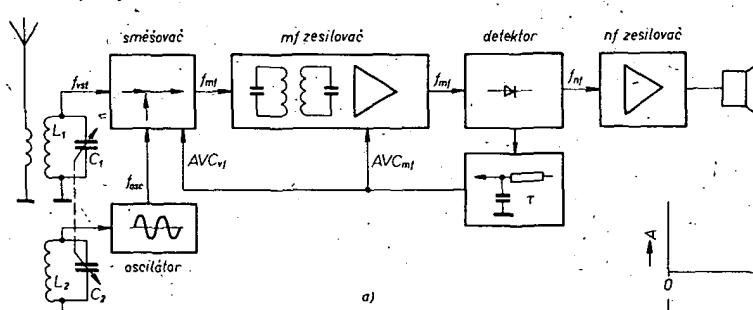
U rozhlasových přijímačů s $f_{mf} = 460$ kHz toto nebezpečí hrozí zvláště v pásmech SV, DV. K potlačení mf. hvezdů atd. v těchto případech stačí použít odlaďovacího vstupu přijímače.

b) Rušení na zrcadlových kmitočtech

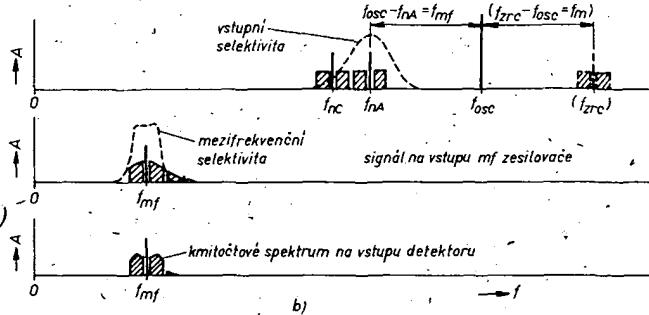
Možnost příjmu rušivých zrcadlových kmitočtů jsme si již ukázali (obr. 25, obr. 26). Vyplývá opět z nedokonalé selektivity vstupního obvodu superhetetu a velmi rušivého vstupu. Existují pouze dvě možnosti, jak zlepšit potlačení signálů zrcadlových kmitočtů:

- velká vstupní selektivita, kterou lze však těžko realizovat při respektování současného požadavku velké citlivosti (poměru S/N, s/S) a technologickoekonomických aspektů,
- volit vysoký mf kmitočet, který je opět v rozporu s potřebou dosáhnout dobrého souhru ladění vstupu a oscilátoru v pásmech SV, DV.

U rozhlasových přijímačů zůstává problematika zrcadlových kmitočtů i v dnešní



Obr. 26. Blokové schéma klasického směšovacího přijímače (superheterodynu) pro rozhlasové účely (a) a jeho stylizovaný kmitočtový diagram (b)



době v podstatě neřešena. S metodami jejich potlačení ve speciálních KV přijímačích se ještě seznámíme.

c) *Rušení signálů harmonických kmitočtů oscilátoru*

Dosud jsme uvažovali ideální směšovač i oscilátor. Je jasné, že reálný oscilátor produkuje kromě základní složky f_{osc} i vyšší harmonické (1 až n) f_{osc} . Obdobně produktem reálného směšovače nejsou jen základní směšovací složky, ale i produkty vyššího řádu. Vyšší harmonické oscilátoru mohou s nedostatečně potlačenými vstupními signály vytvořit takové kmitočtové složky, které „padnou“ do přenosového pásma mf zesilovače a jsou příčinou parazitních příjmů. Vzniká křížová modulace vstupního signálu s harmonickým kmitočtem oscilátoru. Mimo to může, zvláště při málo selektivních vstupních obvodech mf zesilovače, docházet k intermodulaci nebo křížové modulaci mezi signálem oscilátoru a výstupními produkty směšovače (v mf zesilovači).

Neprímo jsme se dostali opět k problémům v intermodulaci a křížové modulaci, které superheterodyny dědí od svých předchůdců, přímozesilujících přijímačů. Příčiny jejich vzniku, malou vstupní selektivitu a linearitu přijímače, nemůže směšovací koncepce přijímače vyloučit. Důsledky – parazitní příjmy a rušení – však podstatnou měrou závisí jak na koncepcích, tak obvodovém řešení konkrétního přijímače.

Pokusme se nyní o stručnou charakteristiku jednotlivých funkčních bloků superheteru AM a shrnme požadavky, které jsou na ně kladený.

Vysokofrekvenční předzesilovače

V současné době se používají jen velmi zřídka. Důvody nejsou jen ekonomické, ale především je to snaha dosáhnout co možno největší dynamické selektivitu, tj. potlačení parazitních příjmů. V předzesilovače se používají především ke kompenzaci útlumu složitějších vstupních selektivních obvodů ve speciálních přijímačích. Potom však obvykle není řízen zisk v předzesilovače klasickým AVC, omezujícím jeho linearity, ale zpravidla pasivním útlumovým článkem (dioda PIN) na vstupu přijímače.

Směšovače

Je známo, že existují dvě základní směšovací koncepce, tzv. směšovače aditivní a multiplikativní.

Aditivní směšovače poznáme snadno podle toho, že oba vstupní signály u_{vst} , u_{osc} na ně přicházejí jako přímo superponovaný signál. Jsou to v podstatě vše detektory se selektivní filtrací výstupního mf signálu, jehož vznik lze zjednodušeně vysvětlit takto: předpokládáme-li sinusové průběhy u_{vst} , u_{osc} , jejich lineární superpozice charakteristická sinusovým zvlněním modulační obálky, jehož kmitočet je úměrný zázněji (f_{mf}) obou vstupních signálů. Aby záznější (tedy mf kmitočet) mohl být oddělen od ostatních signálů, je nezbytné směs u_{vst} a u_{osc} nejprve detektovat a pak záznější oddělit selektivním mf filtrem. Nezbytnou podmínkou aditivního směšování je tedy nelinearity přenosové charakteristiky směšovacího prvku (dioda, tranzistor...).

Z nelinearity směšovače obecně vždy vyplývá vznik nežádoucích směšovacích produktů vyššího řádu. Aditivní směšovače jsou obvodově zpravidla velmi jednoduché, obtížně se u nich však vžájemně odděluji vstupní a oscilátorový obvod

a tedy i odstraňuje ovlivňování f_{osc} silnými vstupními signály, vyzařování do antény... S výhodou se používají zvláště v pásmech KV a VKV, neboť tam při poměrně velké směšovací účinnosti mají dobrý poměr s/s. Tranzistorové jednoduché aditivní směšovače pro rozhlasové přijímače mají poměrně značné tvarové zkreslení modulační obálky signálu, silně závislé na regulaci AVC.

Multiplikativní směšovače pracují na zcela jiném principu. Různý výstupní proud aktivního prvku již na rozdíl od aditivních směšovačů není úměrný součinu superpozice vstupních signálů s okamžitou nelineární přenosovou strností $[i_c \neq (u_{vst}+u_{osc})S_m]$, ale součinu všech těchto parametrů, $i_c = u_{vst}u_{osc}S$. Rozborem vznikajícího kmitočtového spektra lze odvodit, že v tomto případě může být statická strmost S naprostě lineární a přesto žádána mf složka $f_{osc}-f_{vst}$ vzniká. To znamená, že bude-li mít signál oscilátoru přesně sinusový průběh, omezí použití multiplikativního směšovače úroveň směšovacích a intermodulačních produktů vyšších řádů.

Multiplikativní směšovače jsou tedy řešeny tak, aby se součin $u_{osc}S$ co nejvíce blížil ideální, sinusové funkci. Na rozdíl od aditivních (dioda, přechod B-E) musí však být obvody multiplikativních směšovačů mnohem složitější (určitou výjimkou jsou směšovače s tranzistory FET se dvěma řídícimi elektrodami – analogie několikamílkových směšovacích elektronek).

Ideální směšovač by měl mít velkou směšovací účinnost, malý vlastní šum a velký dynamický rozsah. Měl by dokonale vzájemně oddělovat vstupní a oscilátorové obvody i výstup (zpětné směšování). Moderní multiplikativní směšovače se zatím používají na nižších pracovních kmitočtech (DV, SV), na KV např. u sdělovacích přijímačů stále převažují směšovače aditivní (dynamický rozsah, šum). Mezi mnoha variantami obou směšovacích koncepcí zaslouží pozornost zvláště různá symetrická, balanční uspořádání se schopností potlačit pronikání základních vstupních signálů (f_{vst} , f_{osc}) na výstup směšovače.

Ze směšovacího principu obecně vyplývá nebezpečí vzniku křížové modulace vzájemným působením parazitního vstupního signálu u_{vst} a napětí oscilátorového kmitočtu f_{osc} , které má vždy (hlavně pro dosažení velké směšovací účinnosti a malého šumu) poměrně velkou úroveň. Ten to jev je také jako křížová modulace u směšovacích přijímačů označován.

Místní oscilátor, souběh

Nedílnou součástí každého směšovacího obvodu v přijímači je samozřejmě místní oscilátor harmonického signálu f_{osc} , podmíňující svými parametry jak vznik, tak jakost mezipřekvěceního signálu. K základním požadavkům na signál oscilátoru patří zejména:

- spektrální čistota, tj. minimální obsah vyšších harmonických složek včetně šumu a parazitních modulací,
- stabilita kmitočtu a její nezávislost na vnějších podmínkách,
- stálost úrovně U_{osc} a její nezávislost na ladění přijímače.

Splnit lze uvedené požadavky pouze u samostatných oscilátorů – dříve běžná zapojení kmitajících aditivních směšovačů již patří minulosti.

Samostatným problémem je vzájemný souběh ladění vstupního a oscilátorového obvodu. Ze směšovacího principu vyplývá, že v ideálním případě by při libovolném naladění přijímače měl být rozdíl

rezonančních kmitočtů oscilátorového a vstupního obvodu LC vždy přesně roven mf kmitočtu f_{mf} . Při požadavku společného ladění obou obvodů nelze ovšem ideálního souběhu v širším kmitočtovém intervalu dosáhnout. Problém je v tom, že určité přeladitelnosti vstupního obvodu $f_{vst\ max}/f_{vst\ min} = k$ odpovídá jiná velikost poměru $f_{osc\ max}/f_{osc\ min} = x$, což vyplývá právě z kmitočtového posuvu obou rezonančních kmitočtů o f_{mf} . Dosáhnout určitého stupně souběhu je tím obtížnější, čím širší je přeladované kmitočtové pásmo f_{vst} a čím vyšší je užity mf kmitočet.

Standardní rozhlasový kmitočet $f_{mf} = 460$ kHz, stanovený jako určitý kompromis mezi kvalitou souběhu, potlačením zrcadlových signálů (ovšem pouze v pásmech SV, DV) a mf selektivitou je v pásmech SV, DV nejčastěji zajišťován metodou tzv. tříbodového souběhu. Na rozsazích KV, na nichž se se zvyšujícím se kmitočtem poměr K/x blíží jedné a současně se zmenšuje selektivita vstupních obvodů, jsou požadavky na dokonalost souběhu menší. Zvláště na rozsazích s malou přeladitelností se používá souběh ve dvou nebo i jednom bodě.

Detailním rozbořem řešení souběhu, spočívajícího v mechanickém zpracování vhodného výpočetního postupu, se zabývává nebudeme. Všimněme si naopak často opomíjeného vlastního principu návrhu souběhu, z praktických důvodů na příkladu klasické, tříbodové metody.

Dokonalého souběhu vstupního a oscilátorového obvodu pro určité proložované kmitočtové pásmo lze v praxi dosáhnout pouze v omezeném počtu bodů – mezi těmito body s dokonalým souběhem pak vzniká větší či menší chyba. Úkolem návrhu souběhu je dosáhnout minimálních kmitočtových odchylek v intervalech mezi body ideálního souběhu (tedy přiblížit se co nejvíce vztahu $f_{osc}-f_{vst} = f_{mf}$ v celém proložovaném pásmu). Pro rovnoramenné rozložení odchylek souběhu, symetrických vzhledem k ideálnímu souběhu, je nutno stanovit co nejvhodněji jednotlivé kmitočty souběhu (sladovací body).

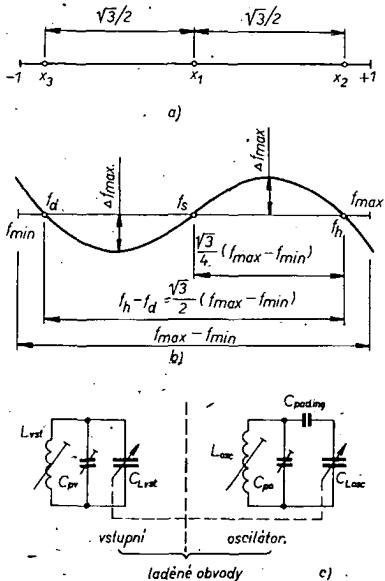
Princip všech známých metod optimalizace souběhu vstup/oscilátor lze postihnout pomocí Čebyševova teoremu. Ten umožňuje v určitém omezeném rozsahu $-1 \leq x \leq +1$ approximovat obecnou nelineární funkci (v našem případě odchylky f_{osc} od jmenovité velikosti) polynomem n tého stupně tak, aby maxima odchylek $\pm \Delta f = k$ byla vůči ideální funkci (v našem případě proložené přímce) rozložena shodně. Pro tříbodový souběh vyhovuje Čebyševův polynom třetího stupně

$$y = 4x^3 - 3x$$

jehož funkce prochází pro daný interval nulou ve třech bodech (dokonalý souběh). Polohy těchto bodů lze stanovit řešením polynomu pro $y = 0$, určením všech tří kořenů rovnice. Tedy

$$4x^3 - 3x = 0, \quad x_1 = 0, \quad x_{2,3} = \pm \sqrt[3]{\frac{3}{4}}$$

(obr. 28a). Oscilátorový obvod pro tříbodový souběh musí obsahovat minimálně tři „nezávislé“ nastavitelné prvky, umožňující optimálně nastavit kmitočty souběhu. Jejich velikost (f_d , f_s , f_n) lze pro uvažované kmitočtové pásmo f_{min} až f_{max} (okrajové kmitočty) odvodit přenosem bodů x_1 , x_2 , x_3 do příslušné kmitočtové roviny (obr. 28b). Kořenu x_1 odpovídá střed pásmá, kmitočet $f_s = (f_{max} + f_{min})/2$, kořenům x_2 , x_3



Obr. 28. K rozboru podstaty tříbodového souběhu

pak vůči f_s souměrně rozložené souběhové (sladovací) body, kmitočty

$$f_h = f_s + \frac{\sqrt{3}}{4} (f_{\max} - f_{\min});$$

$$f_d = f_s - \frac{\sqrt{3}}{4} (f_{\max} - f_{\min}).$$

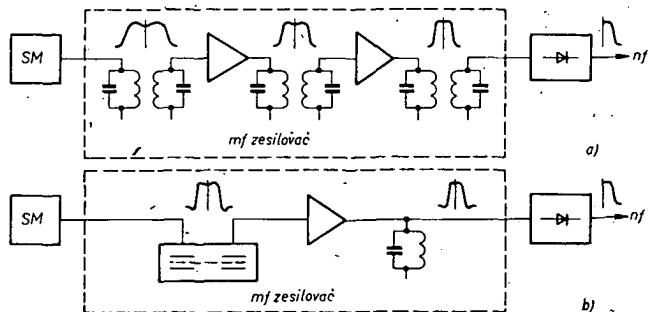
Mezi těmito body ideálního souběhu leží souměrně rozložené pole kmitočtových odchylek, jehož čtyři maxima mají shodné amplitudy.

Sladovací prvky směšovacího obvodu jsou na obr. 28c. V oscilátoru se změnou L_{osc} upravuje velikost středního kmitočtu f_s , kapacitním trimrem C_{po} , horní souběhový kmitočet f_h , Paddingovým kondenzátem C_{pad} , nezbytným pro úpravu kapacit ladičkoho kondenzátoru vstupní a oscilátorové sekce, se upravuje kmitočet dolního sladovacího bodu f_d . V praxi se ovšem pro zjednodušení sladovacího postupu a omezení počtu sladovacích prvků používá pevný C_{pad} , sladování se omezuje rozloženým nastavením kmitočtu f_s , kapacitním trimrem C_{po} a f_d jádrem cívky L_{osc} . Vstupní obvod LC se na kmitočtech f_d, f_h nastavuje jádrem L_{vst} a trimrem C_{pv} .

Mezifrekvenční zesilovače

Obvody mf zesilovače jsou v podstatě shodné se zapojením pevně naladěného, velmi selektivního přímozesilujícího přijímače. Moderní mf zesilovač je charakterizován užitím účinného mf filtru soustředěné selektivity na svém vstupu. Základní přednost tohoto řešení vyplývá z jeho srovnání s klasickou koncepcí, obr. 29. Zatímco u dosud obvyklého mf zesilovače s vazbou jednotlivých stupňů zesilovačí kaskády dvojitými mezifrekvenčními filtry LC je mf selektivita (střmost boků útlumové mf charakteristiky) na vstupu prvního aktivního prvku nevalná a zvětšuje se teprve s postupem signálu směrem k demodulátoru, je při soustředěné vstupní selektivitě definována optimální šířka pásma již na vstupu prvního zesilovacího stupně. Všechny nežádoucí produkty směšovače, ležící mimo propustné pásma

Obr. 29. Porovnání poměru u. mf zesilovače s rozloženou (a) a soustředěnou (b) selektivitou



mf zesilovače, ale i pronikající „užitečný“ vstupní signál a signál oscilátoru mohou být soustředěnou mf selektivitou na vstupu mf zesilovače potlačeny tak dokonale, že již v jeho dalších obvodech nemohou být příčinou vzniku intermodulačních produktů. To umožní zmírnit požadavky na parametry dynamicky velmi exponovaného mf zesilovače.

Zmínili jsme se již o vlivu volby mf kmitočtu na potlačení zrcadlových příjmů typu $f_{zrc} = f_{vst} + 2f_{mi}$, obr. 25, 26. Čím vyšší je f_{mi} , tím větší je kmitočtový odstup zrcadlového signálu a tím více se uplatní selektivita vstupního obvodu přijímače. Dobrou představu lze získat podrobnejším rozbořením tab. 1, udávající potlačení zrcadlových kmitočtů (A_{db}) jak pro různé kmitočty f_{vst} , tak různé mf kmitočty (0,5; 1; 2 a 10 MHz) a dvě odlišné jakosti Q_{el} (50, 100) jednoduchého vstupního obvodu LC přijímače. Při výpočtu se vycházelo ze zjednodušeného určení poměrného přenosu paralelního obvodu LC při velkém rozladění od f_{rez} .

$$A_{db} = 20 \log \frac{f_{zrc}/f_{rez}}{Q_{el} [1 - (f_{zrc}/f_{rez})^2]}.$$

Z tabulek vidíme, že se typická zrcadlová selektivita superheretu s nízkou mezfrekvencí (500 kHz) a jednoduchým vstupním, obvodem zmenšuje od zhruba -40 dB v SV až na -10 dB v KV pásmu. I přes toto skutečnost, jejíž důsledek je vedle parazitních příjmů v pásmech KV i fakt, že vlastně každou silnější stanici lze na stupnici přijímače vyladit dvakrát, patří dosud

diskutované koncepcii rozhlasového přijímače i v dnešní době absolutní prioritě. Nevýhodné vlastnosti v pásmech KV, především jejich vzájemné rušení, jsou dosti účinně eliminovány vzájemnými kmitočtovými odstupy. (tab. 2) a prokládáním rozhlasových a radioamatérských rozsahů KV, na nichž pracující vysílače užívají nesrovnatelně menších výkonů, a konečně i odlišných modulačních metod.

Tab. 2.

Kmitočtové pásmo [kHz]	Využití
148,5 až 283,5	rozhlas DV
526,5 až 1606,5	rozhlas SV
1715 až 2000	radioamat. pásmo 160 m
3500 až 3800	radioamat. pásmo 80 m
3950 až 4000	rozhlas KV 75 m
4750 až 5100	60 m
5950 až 6200	49 m
7000 až 7100	radioamat. pásmo 40 m
7100 až 7300	rozhlas KV 41 m
9500 až 9990	31 m
11 650 až 12 050	25 m
14 000 až 14 350	radioamat. pásmo 20 m
15 100 až 15 600	rozhlas KV 19 m
17 550 až 17 900	16 m
21 000 až 21 450	radioamat. pásmo 15 m
21 450 až 21 850	rozhlas KV 13 m
25 600 až 26 100	11 m
28 000 až 28 900	radioamat. pásmo 10 m
66,5 MHz až 73 MHz	rozhlas VKV OIRT
86 MHz až 108 MHz	CCIR

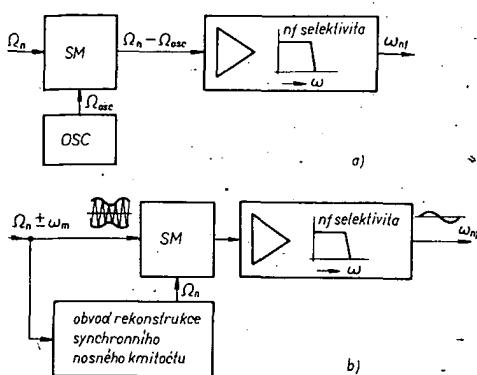
Tab. 1. Vliv volby f_{mi} a jakosti Q vstupního obvodu LC na potlačení zrcadlových signálů

f_{vst} [MHz]	f_{mi} [MHz]	Potlačení -dB při $Q=50$	Potlačení -dB při $Q=100$
1	0,5	37	43
	1	42	48
	2	47	53
	10	60	66
5	0,5	25	31
	1	30	36
	2	36	42
	10	47	53
10	0,5	19	25
	1	25	31
	2	30	36
	10	42	48
20	0,5	13	19
	1	19	25
	2	25	31
	10	37	43
30	0,5	10	16
	1	16	22
	2	21	28
	10	34	40

Demodulační signál AM

Požadavky na vlastnosti demodulátoru AM i rozbořem stále nejužívanějšího zapojení - diodového sériového detektoru - se zabýváme na jiném místě. Pozornost však zasluhují i ostatní známé principy.

Jedním z nejstarších řešení, užívaných v počátcích radiotechniky k detekci němodulovaných telegrafních signálů, je tzv. heterodyn. Jeho principem je přímé směšování na akustický zázněj, obr. 30a. Signál zvláštního oscilátoru f_{osc} , naladěného do těsné blízkosti nosné f_n telegrafního vysílače vytváří ve směšovači "nf záznějovou složku" ($f_n \pm f_{osc}$). Jak vidíme a můžeme si konečně i názorně představit, kmitočet akustického zázněje může být spojite měněn jemným rozložením f_{osc} . Stejného principu lze vlastně využít k příjmu nemodulované telegrafie známým audionem s „přetaženou“ zpětnou vazbou. Podobného principu ostatně dodnes užívají amatéři KV v přijímačích s přímým směšováním pro provoz CW a SSB. Přednosti koncepcie je možnost dosáhnout velké citlivosti a selektivity přijímače v nf oblasti. Heterodynmu také vděčí za svůj název i superhet - slovo super označuje směšování na vysoký, nadzvukový mezifrekvenční kmitočet.



Obr. 30. Princip heterodynmu (a) a synchronního detektoru (b)

Pro klasický signál AM je heterodynna detekce nevhodná. Zvláště proto, že kmitočet demodulovaného signálu závisí na stabilitě a vyladění oscilátoru.

Nepřímým nástupcem heterodynmu je tzv. synchronní detektor (obr. 30b). Nf signál na jeho výstupu vzniká opět směšováním, tentokrát se však směšuje modulovaný signál AM se signálem, odvozeným přímo z jeho vlastní nosné. Pomočný signál lze získat např. amplitudovým omezením vstupního signálu AM nebo pomocí smyčky AFS. Signál oscilátoru synchronního detektoru je tedy kmitočtově i fázově synchronní s nosným signálem vstupního signálu AM, čímž mizí základní nedostatek heterodynmu. Velkou teoretickou předností synchronní detekce je její linearity a funkční selektivita – schopnost potlačit rušivé signály, které nejsou synchronní s oscilační „injekcí“. Praktickým problémem však je, jak dokonale potlačit vliv modulační složky signálu AM na okamžitý kmitočet oscilátoru. Proto se tohoto principu stále užívá nejčastěji v TV technice k demodulaci jasových i chrominancních obrazových signálů s relativně stálou úrovni a velkým poměrem S/N (s/s).

V současné době lze očekávat nástup aktivních, spínacích detektorů AM s minimálním zkreslením demodulovaného nf signálu. O jedno neobvyklé řešení se také pokusíme v praktické části příspěvku. Určitým problémem všech aktivních detektorů je nebezpečí rušení přijímače vyššími harmonickými produkty, nutně vznikajícími při jakémkoliv usměrňování nf signálu. To je také důvodem časté montáže všech prvků detekčního obvodu (zvláště u citlivých přijímačů) do společného stínícího krytu.

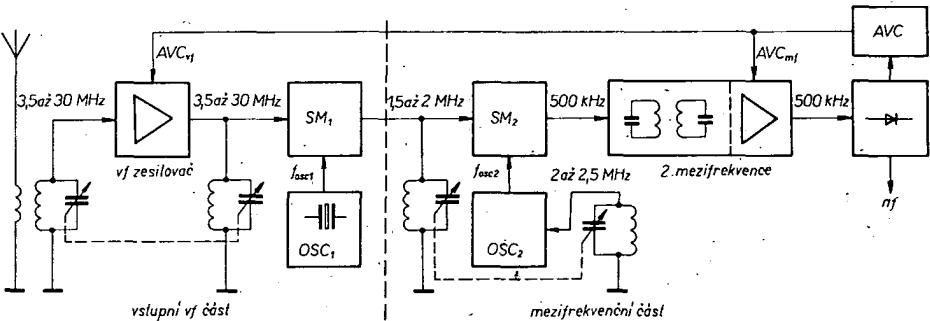
Pomocné a doplňkové obvody přijímačů AM

Regulace AVC

Je nejdůležitějším pomocným obvodem každého citlivého rozhlasového přijímače AM. K zajištění linearity nf části přijímače pro široký rozsah vstupních signálů a zároveň k dosažení optimálních šumových parametrů při příjmu slabých signálů bývá zpravidla regulace AVC rozložena do několika smyček – regulace vstupních obvodů se pak nejčastěji řeší jako zpožděná, mnohdy i s omezenou selektivitou (potlačení nf intermodulace). Předností AVC je současně vyrovnávání hlasitosti slabých i silných stanic.

Regulace AFC

Nastupující elektrické ovládání laděních obvodů kapacitními diodami umožňuje renesanci kdysi módní předvolby



Obr. 31 Blokové schéma přijímače s dvojím směšováním pro pásmo KV

stanic (SV, DV). V pásmech AM je proto možné použít i obvody AFC, bezmotorové automatické ladění a dálkové ovládání.

Doplňková nf selektivita

Piezoelektrické mf filtry v současné době odsouvají, do pozadí dříve velmi rozšířenou možnost optimalizovat příjem ruční či automatickou změnou šířky propustného pásma mf zesilovače. V šířím měřítku se naopak využívají obvodů doplňkové selektivity v nf části přijímače. Příkladem mohou být dolní propusti LC, potlačující rušivé demodulované signály, ležící mimo užitečné nf pásmo. Filtry LC je však v amatérské praxi třeba využívat velmi uváženě, protože mohou být příčinou velkého tvarového zkreslení užitečného signálu. Mnohdy se uplatní i selektivní filtry typu RC, například dvojité články T. Perspektivně budou zřejmě velmi zajímavé zvláště dynamické šumové filtry (obdoba DNL), upravující šířku pásma nf kanálu automaticky podle spektrálního obsahu a okamžité úrovně demodulovaného signálu.

Indikátory

Typickým příkladem doplňkových obvodů mohou být různé indikátory vyladění, síly pole, mono/stereo atd. Pro indikaci jednotlivých funkcí se vede klasických ručkových přístrojů stále častěji užívají optických polí s diodami LED.

Pomocných i doplňkových obvodů je v současné době pochopitelně velmi mnoho. Mohou být zaměřeny jak jednoúčelově (např. pro pásmo KV – rozprostření ladění, doplňky pro příjem v amatérských pásmech, omezovače impulsních poruch, číslicové stupnice ...), tak univerzálně (předvolby, dálkové ovládání ...). Je logické, že jakostní řešení těchto obvodů jsou poměrně komplikovaná a mnohdy mohou značně ovlivnit i obvodové řešení celého přijímače.

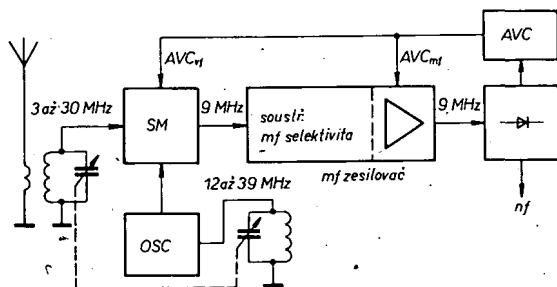
Východiskem pro účelnou konstrukci rozhlasového přijímače AM je užití speciálních, komplexně řešených integrovaných obvodů. Na jeden z nich, A244D, se dále zaměříme podrobněji. Předtím si však ještě stručně projdeme rozdělující etapy využití koncepčních řešení speciálních, sdělovacích přijímačů KV. Hlavně proto, že ukazují cestu k potlačení dvou základních nedostatků klasické superhetové koncepce – malé zrcadlové selektivity a odolnosti vůči parazitním příjemům. Lze předpokládat, že mnohá obvodová řešení se mohou v dohledné době uplatnit i v technice běžných rozhlasových přijímačů. Pro zjednodušení předpokládejme i nadále výlučně zpracování klasických signálů AM a regulaci zisku pomocí AVC.

Amatérské a sdělovací KV přijímače

Přínosm krojem k dosažení dobré zrcadlové selektivity superhetů KV byly složitější vstupní laděné obvody ve formě pásmových filtrů LC. Zlepšení parametrů přijímače ovšem nemohlo být úmerné následným technologickým komplikacím (složitější karusely, souběh vstupních obvodů, množství nastavovacích prvků ...). Druhá cesta, zvýšení mf kmitočtu (tab. 1), nebyla v dané době schůdná jednak pro zvětšující se šumové číslo mf zesilovače, jednak pro obtížné dosažení využívající absolutní mf selektivitu (šířka pásma $B = f(f_{mf})$) klasickými filtry LC.

Zrcadlová selektivita byla v první etapě zlepšována kompromisním využitím obou metod, výstupujícím v koncepci přijímače s dvojím směšováním (obr. 31). Vstupní filtr LC s dobrou selektivitou a zpravidla i s nf předzesilovačem, kryjícím jeho útlum a tím zlepšujícím poměr S/N celého přijímače, navazoval na první směšovač. Směšováním vstupního signálu se signálem prvního oscilátoru vznikal první mf signál s relativně vysokým kmitočtem, typicky 1,5 až 3 MHz. Zrcadlová selektivita přijímače se tím vůči klasickému řešení podstatně zvětšila, vlastní selektivita prvního mf zesilovače ovšem byla velmi malá. Proto se užívalo další kmitočtové transpozice, první mf kmitočet byl v obvodu druhého směšovače převáděn na nižší, konstantní kmitočet f_{mf2} , blízký nebo rovný klasické rozhlasové mezifrekvenči. V druhém mf zesilovači pak byla soustředěna jak vlastní mf selektivita, tak zisk celého přijímače. Na obr. 31 je přijímač s laděnou první mezifrekvenčí, která má jednu velkou praktickou přednost: Všechny rozsahy přijímače KV mohly být přelaďovány jednotnou změnou kmitočtu druhého oscilátoru. Jeho souběh s jednoduchým, málo selektivním vstupním obvodem druhého směšovače proto mohl být řešen velmi jednoduše. Pro přepínání rozsahů stačila skoková změna kmitočtu prvního oscilátoru f_{osc1} (výměna krystalu). Pro všechny rozsahy pak bylo možno užít jediné stupnice s jemným laděním. Z obr. 31 vidíme, že blok označený jako mf část představuje vlastně klasický superhet, blok s označením vstupní část je pak doplňkem, konvertem k převodu žádaného pásmu KV na stálý, jen v malých mezech přeladitelný rozsah tohoto superhetu. V praxi se užívá i opačné varianty, proměnný kmitočet f_{osc1} a pevný f_{osc2} . Oba mf kmitočty jsou v takovém případě pevné.

Obě řešení mají řadu nedostatků, vypývajících z jednostranného zaměření na



Obr. 32. Blokové schéma superhetu KV s jedním směšováním a vysokým mf kmitočtem

Univerzální obvod A244D pro přijímače AM

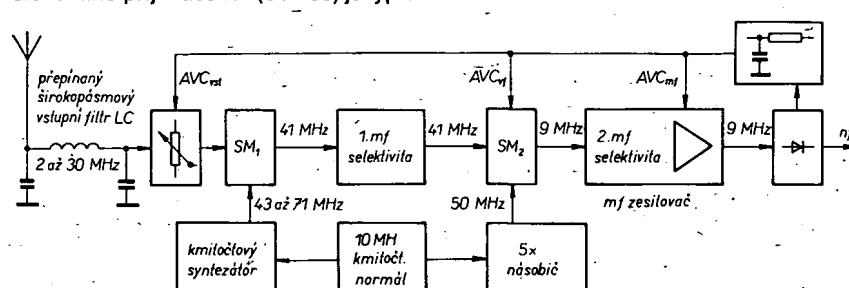
Efektivně lze jakostní díl AM rozhlasového přijímače nejsnáze konstruovat účelným využitím vlastností moderních IO, kterých je dnes již celá řada. My se z praktických důvodů dále zaměříme na jediný, monolitický bipolární obvod A244D z produkce NDR, který je pro nás zajímavý nejen nízkou cenou a dostupností v maloobchodní síti, ale také velmi dobrými vlastnostmi. V této kapitole se pokusíme doplnit strohé firemní údaje a informace z dostupné literatury rozbořem koncepčního a obvodového řešení. Několik navazujících ukázek praktických aplikací má za cíl napomoci rychlejšímu uplatnění tohoto zajímavého obvodu v běžných amatérských podmírkách.

potlačení zrcadlových kmitočtů. Kromě většinou nevyhovující odolnosti vůči intermodulačním produktům a křížové modulaci (hlavní selektivita soustředěna až ve 2.mf zesílovači), vyplývá přímo z-koncepce i řada druhotních problémů (obtížné potlačení signálů obou mf, rušení harmonickými 2..oscilátorem).

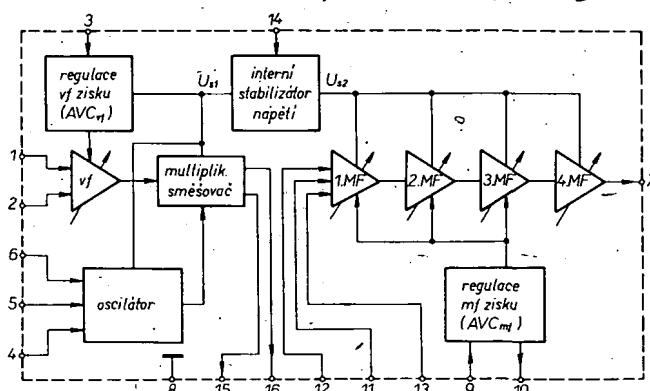
Důsledkem technologického pokroku v posledním desetiletí je určité zjednodušení, užívané zvláště v jednodušších přijímačích KV. Jedná se opět o klasické superhety, jejich mf kmitočet je však tentokrát značně vysoký, typicky 9 MHz. Řešení je podmíněno použitím jakostních krystalových filtrů soustředěné mf selektivity, s nimiž lze dosáhnout velké selektivity i na vysokých pracovních kmitočtech, díky aktivních prvků s velkým ziskem a malým vlastním šumem a v neposlední řadě i možností realizovat směšovače s velkým dynamickým rozsahem. Zvláště tehdy, je-li možno při velké účinnosti směšovače vyloučit dřívější výstupní předzesílovač, lze kromě velké zrcadlové selektivity dosáhnout i značné odolnosti přijímače vůči křížové modulaci i s jednoduchým vstupním obvodem LC (obr. 32).

Špičková koncepce moderního profesionálního přijímače KV (obr. 33) je typic-

ká určitým návratem k přijímačům s dvojím směšováním. Tentokrát jsou však oba mf kmitočty velmi vysoké, příslušné soustředěné mf selektivity využívají jakostní, několikaobvodových krystalových filtrů. Dokonalá zrcadlová selektivita je zajištěna extrémně vysokým prvním mf kmitočtem. Zařazení soustředěné selektivity s vysokým pracovním kmitočtem a malou šírkou propustného pásma těsně na výstup prvního směšovače s velkým dynamickým rozsahem znamená, že se značně zmenšují nároky na selektivitu vstupního obvodu LC, který může být řešen i jako širokopásmový filtr, pevně laděný na příslušné pásmo. Vznik intermodulačních a směšovacích produktů vyšších řádů v prvním směšovači je díky potlačování řízeným vstupním útlumovým článkem. Konečná selektivita i zisk jsou opět soustředěny v druhém mf zesílovači. Mimořádné nároky jsou u přijímačů tohoto typu samozřejmě kladený na kvalitu a stabilitu signálů obou oscilátorů. Oba kmitočty f_{osc1}, f_{osc2} se nejčastěji odvozují ze společného krystalového normálu. Současně se běžně používá číslicová stupnice, často i automatické dolaďování na kmitočet přijímané stanice.



Obr. 33. Přijímač typu „up-converter“ opět využívá dvojího směšování, oba mf kmitočty jsou však velmi vysoké



Tab. 3. Základní parametry obvodu A244D

Mezní údaje

Napájecí napětí:	+4,5 až 15 V.
Odběr proudu/ _n max:	16 mA.
Mezní regulační napětí U_{AVC1}, U_{AVCm} :	+2 V.
Mezní vstupní kmitočet:	30 MHz.
Mezní mf kmitočet:	2 MHz.
Informační parametry (při $U_{nep} = 9$ V, $f_{vst} = 1$ MHz, $f_{m1} = 455$ kHz, $f_{mod} = 1$ kHz, $m = 0,8$)	
Vstupní odpor vf (vývody 1, 2) při $U_{AVC1} = 0$:	3,1 kΩ.
Výstupní impedance směšovače (15, 16):	420 kΩ, 4,5 pF.
Vstupní odpor mf (vývod 12):	2,2 kΩ.
Výstupní impedance mf zesilovače:	160 kΩ, 9 pF.
Rozsah regulace mf zisku při $k = 10\%$:	60 dB.

vání slabých signálů musí mít vf předesilovací stupeň velký zisk a malý vlastní šum. Při velkých signálech je naopak vf zisk (a tedy citlivost přijímače) na závadu, rozhodující je lineární přenos modulační obálky signálu bez tvarového a intermodulačního zkreslení. Pro regulační rozsah, blížící se teoretické hodnotě

$$U_{vst} = 20 \log 10^6 / 1 = 20 \log 10^6 = 120 \text{ dB}$$

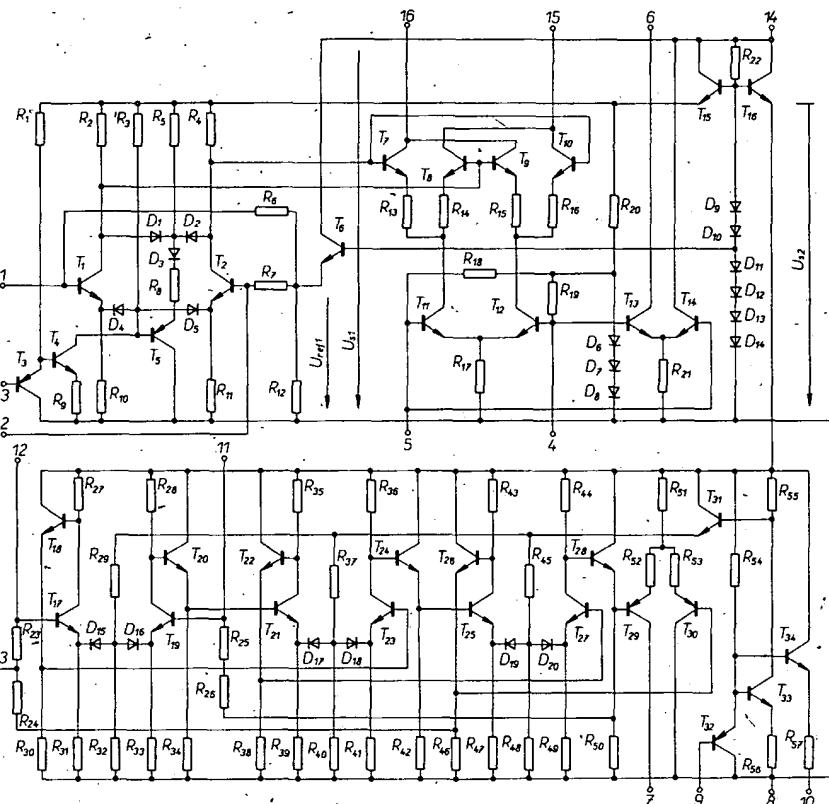
musí být vf zisk (citlivost přijímače) reguloval v několika stupních. Vf předesilovač, popř. směšovač jsou vždy prvním stupněm regulované kaskády a z hlediska kvality zpracování signálu v celém možném dynamickém rozsahu představují klíčový obvod.

Z praxe řízení zisku klasických tranzistorových vf zesilovačů (bipolárních) je nutno popsat především dvě základní metody, založené na přímém ovládání přenosové strmosti aktívního prvku změnou jeho pracovních podmínek. Jsou to:

- regulace zisku ovládáním kolektorového proudu I_C (se zmenšováním I_C při dostatečně velkém napětí $U_{CE} > 3$ V se strmost tranzistoru zmenší),
- regulace zisku ovládáním kolektorového napětí U_{CE} .

(Strmost běžného tranzistoru se zmenší se zmenšováním U_{CE} pod asi 2 V.)

Je samozřejmé, že změna pracovních podmínek tranzistoru nemá vliv jen nay₂₁, ale i na ostatní čtyřpólové parametry. Důsledkem jsou například změny v průběhu přenosové charakteristiky, zpětný přenos, podmíněná stabilita atd. To však jsou problémy, které mohou být do značné míry minimalizovány vhodným obvodovým návrhem. Uvedené metody regulace zisku se mohou dobře uplatnit při zpracování relativně malých signálů U_{nep} až do asi 100 mV. Víme však, že v praxi je zmenšování U_{CE} AM může mít signál, nakmitaný na vstupním rezonančním obvodu, rozkmit až několik V. Pak již samozřejmě nelze jednoduchý tranzistorový zesilovač, pracující navíc právě v extrémních podmínkách ($U_{CE, min}$, popř. $U_{CE, max}$), považovat za lineární útvar. Dochází k ne-lineárnímu a intermodulačnímu zkreslení. Pro co možno největší regulační rozsah zisku celého přijímače je proto nutné používat buď další, doplňkové obvody (např. tlumící diody u obvodu LC a filtru, zmenšující reálné Q_{st} při zpracování velkých signálů, vstupní útlumové články s diodami PIN, fotorezistory atd.) známé ze stránek AR, nebo speciální tranzistory či obvody. Přinosem v řešení vstupních obvodů jsou v současné době zvláště FET s řiditelným ziskem, které mohou být obdobně jako dříve elektronky v pásmech AM navazovány ke vstupnímu obvodu LC bez jakéhokoli impedančního

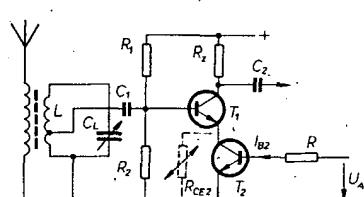


Obr. 36. Detailní náhradní schéma funkční struktury A244D

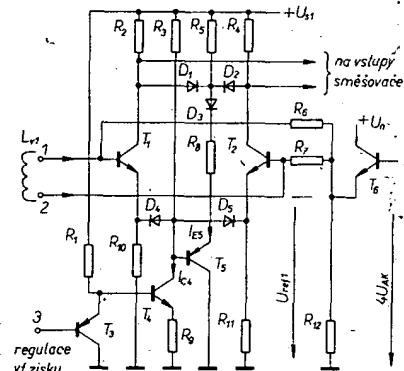
přizpůsobování. Z hlediska minimalizace intermodulačních zkreslení se velmi příznivě uplatňuje přibližně kvadratická převodní charakteristika těchto prvků. Jejich širším uplatněním v komplexně řešených IO však brání obtížná společná realizace jakostních unipolárních a bipolárních vf struktur monolitickou technologií.

Monolitické bipolární IO pro rozhlasové přijímače lze navrhovat i v velmi komplikované (např. zesilovací stupně s řízeným ziskem), aníž by se to podstatně promítlo ve výrobních nákladech. To lze vidět již v zapojení vstupního zesilovače jednoho z prvních úspěšných IO pro rozhlasové přijímače (obr. 37). Podobný obvod se ovšem používal i dříve v některých lepších přijímačích s diskrétními součástkami. Tranzistor T_2 pracuje v závislosti na regulačním napětí U_{AVC} jako proměnný řízený zpětnovazební a linearizační odpor v emitoru vf-zesilovače T_1 . Celý větší je R_{CE2} , tím menší je y_{21} tranzistoru T_1 a tedy i zisk celého vf-zesilovače. Samozřejmě, že se zmenšou R_{CE2} , méně i I_{C1} . Regulační rozsah zisku je však ve srovnání s konvenčním zapojením mnohem větší a navíc se velmi příznivě, právě při zpracování velkých vstupních signálů, projevuje linearizační účinek emitorového odporu.

Vstupní vf regulovalý předesilovač v obvodu A244D je podstatně složitější.



Obr. 37. Regulace zisku vf zesilovače ovládáním velikosti zpětnovazebního odporu R_{CE2} napětím



Obr. 38. Vnitřní struktura vf předesilovače obvodu A244D

Na jeho zapojení (obr. 38) má vliv i návaznost na multiplikativní směšovač se symetrickým vstupem. Základem předesilovače je obvod, uspořádáním blízký klasickému differenčnímu zesilovači (T_1, T_2) se symetrickým vstupem (špičky 1, 2) a rovněž symetrickým, neladěným výstupem (R_2, R_4). Jako akční členy regulace zisku slouží diodové příčkové články D_1, D_2 v kolektorovém a zvláště D_4, D_5 v emitorovém obvodu zesilovače. Oba jsou ovládány dvěma oddělenými, řízenými prourovými zdroji (I_{C4}, I_{E5}). K odvození těchto proudu slouží zbyvající část obvodové struktury na obr. 38, tj. především tranzistory T_3, T_4 a T_5 .

Vstupní signál (špičky 1, 2) je přiváděn na differenční vstupy zesilovače (báze T_1, T_2). Běžné požadavky impedenčního přizpůsobení ke vstupnímu laděnému obvodu L_1, C_1 , který musí mít velkou jakost Q_{st} , a galvanické vazby obou differenčních vstupů se nejčastěji řeší indukční vazbou

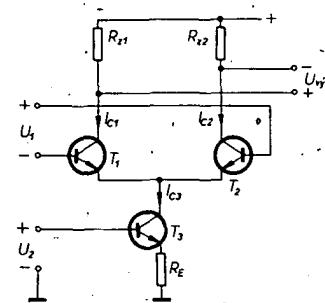
o sestupném transformačním převodu, pomocným vazebním vinutím L_{11} . Napájecí napětí celého předzesilovače je stabilizováno diodovou sítí a je $U_{S1} = 6U_{AK} - U_{BE15} \approx 3$ V. Obdobně je stabilizováno i referenční napětí bází $T_1, T_2, U_{ref1} = 4U_{AK} - U_{BE6} \approx 1,8$ V. Vstup pro regulaci výstupu (špička 3) je na bázi T_3 .

Při nulovém napětí U_{AVC1} na špičce 3 (odpovídá vyladění přijímače mimo stanici) musí mít výstup zesilovače plnou citlivost. Tranzistor T_3 je pak otevřen, jeho napětí $U_{CE3} = 0,6$ V. Navazující tranzistor T_4 s emitorovým rezistorem R_8 pracuje jako převodník U/I a protože je nyní v nevodivém stavu, diodovou dvojicí D_4, D_5 protéká prakticky maximální možný proud, určený R_3 . Vnitřní odpor D_4, D_5 je minimální a zesilovač pracuje jako klasický diferenční zesilovač s velkým napěťovým ziskem (asi 20 dB). D_1, D_2 se za uvažované situace prakticky neuplatní, protože vzhledem k nulovému ovládacímu proudu I_{E5} , jižněmu diodou D_3 , jsou obě diody D_1, D_2 polarizovány závěrně.

Se zvětšováním vstupního výstupního signálu se zvětšuje regulační napětí AVC_1 na špičce 3. Tranzistor T_3 se přivírá, jeho napětí $U_{EC3} \approx U_{AVC} + 0,6$ V. Se zvětšováním napětí AVC_1 se zvětšuje i základní regulační proud $I_{C4} = (U_{EC3} - U_{BE4})/R_9$ a zmenšuje se proud diodami D_4, D_5 , jejichž vnitřní odpor se zvětšuje. Činnost zesilovače se postupně mění, oddělují se emitorové obvody T_1, T_2 . Zatímco při $U_{AVC1} \rightarrow 0$, kdy bylo možno v prvním přiblížení položit $R_{(D4+D5)} = 0$, byl emitorový obvod prakticky představován dělícím z rezistorů R_3 a R_{10}, R_{11} , umožňujícím dosáhnout velkého zisku, zmenšuje se se zvětšováním vnitřního odporu D_4, D_5 proporcionálně stupni vazby emitorových obvodů diferenčního zesilovače a uplatňuje se zpětnovazební účinek R_{10}, R_{11} . V extrémním případě, odpovídajícím velkému regulačnímu napětí AVC , lze předpokládat tak velký vnitřní odpor $R_{(D4+D5)}$, že oba emitorové obvody budou zcela samostatně a diferenční zesilovač degeneruje na dva vzájemně oddělené zesilovači stupně s minimálním napěťovým přenosem, který by byl (při zanedbání funkce druhého regulačního členu D_1, D_2) úměrný poměru R_2/R_{10} , popř. R_4/R_{11} . Ten slouží jednak k dalšímu rozšíření regulačního rozsahu zisku, jednak k určité kompenzaci neliniárního průběhu vnitřního diferenčního odporu D_4, D_5 . Funkce kolektorového regulačního obvodu je vůči dosud uvažovanému inverzní. Zatím co se vnitřní odpor dvojice D_4, D_5 při zvětšujícím se napětí AVC_1 zvětšuje, odpor dvojice D_1, D_2 se zmenšuje. Při velkých vstupních signálech tak bude paralelně zatěžován výstup zesilovače vnitřním odporem $R_{(D1+D2)}$, čímž se zisk dále zmenší.

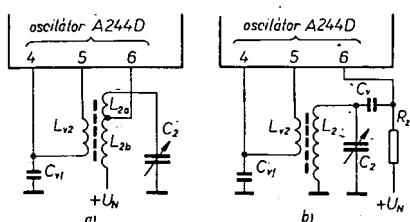
Multiplikativní směšovač

Další předností obvodu A244D je řešení jeho směšovače na multiplikativním principu. Při monolitické realizaci této obvodů se nejčastěji využívají obvodové konfigurace tzv. analogové násobičky. Projdejme si proto nejprve základní funkční schéma (obr. 39) a považujme vstupní signály U_1, U_2 za stejnosměrná napětí. Vstupní napětí U_1 (ekvivalent výstupu AM) ovládá diferenční vstupy zesilovače T_1, T_2 . Napětí U_2 (nahrazující signál oscilátoru) určuje přes převodník U/I T_3 celkový proud I_{C3} zesilovače, skládající se vždy ze dvou složek, I_{C1} a I_{C2} . Součinová funkce zapojení vyplývá z toho, že napětí U_2



Místní oscilátor

Aktivními prvky obvodu oscilátoru ve struktuře A244D jsou T_{13} , T_{14} . Rezonanční obvod L_2C_2 se ke kolektoru T_{13} (špička 6) impedančně přizpůsobuje obvykle odbočkou na cívce. Oscilační podmínka je realizována vazebním vinutím L_{v2} , které se připojuje na vývody bází (špičky 4, 5) tranzistorů se společným emitorovým (vazebním) rezistorem R_{21} . Obvody bází T_{13} , T_{14} jsou přímo spojeny s bázemi T_{11} , T_{12} diferenčního obvodu. Tím se současně přivádí signál oscilátoru na směšovač. Jeden z vývodů (špičky 4, 5) a tedy i jeden konec vazebního vinutí L_{v2} musí být v řezu uzemněn kondenzátorem (obr. 43).



Obr. 43. Základní varianty ošetření interního oscilátoru A244D

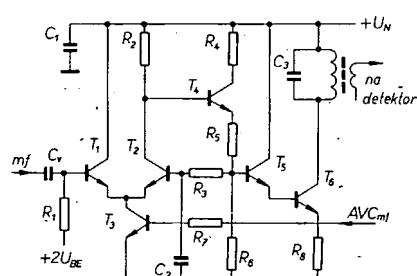
Transformační poměry L_{2a}/L_{2b} i L_2/L_{v2} musí být voleny tak, aby se nejen spolehlivě rozmítal oscilátor, ale aby byl i jeho signál stabilní a „spektrálně čistý“. Pro optimální funkci směšovače je optimální oscilační injekce na špičce 5 asi 200 mV (ef.).

Při menších náročích na kvalitativní parametry oscilátoru lze použít i zapojení podle obr. 43b. Naopak, pro speciální aplikace nebo zvýšené nároky lze využít externího oscilátoru, vázaného na směšovač buď indukčně nebo kapacitně. Špičku 6 je v takovém případě vhodné zapojit na rozvod napájecího napětí.

Mezifrekvenční zesilovač

Moderní mf zesilovač je vždy charakterizován velkým základním ziskem a jeho regulačním rozsahem. Současně je těžitelný celkové statické selektivity celého přijímače. Obvodového zjednodušení i zlepšení parametrů se v současné době dosahuje využíváním IO a piezoelektrických mf filtrů soustředěné selektivity. Mf obvody LC , zapojované na výstup mf zesilovače (obr. 35), mají zpravidla druhohradý význam. Jejich smyslem je potlačit nežádoucí signály (šumy, parazitní rezonance piezoelektrických filtrů, signál oscilátoru), které se při velkém mf zisku mohou vždy nejrůznějšími cestami superponovat na užitečný mf signál.

Mf zesilovač jakostního přijímače musí mít v celém rozsahu regulačního zisku lineární přenosovou charakteristiku. Pro první orientaci si jen lehce popišme jeden z prvních monolitických mf zesilovačů z obvodu TBA651 (SGS-Ates; obr. 44).



Obr. 44. Zapojení mf zesilovače, využívající části monolitické struktury obvodu TBA651

Zesilovač má na vstupu diferenční zesilovač (za filtrem soustředěné mf selektivity). Výstupní tranzistor T_6 se, zároveň s LC pro vnější detekční obvod je z nesymetrického výstupu rozdílového zesilovače (R_2) buzen přes dvojici impedančních převodníků T_4 , T_5 . Regulační napětí AVC ovládá zisk celého mf zesilovače řízením zpětné vazby ve společném emitorovém obvodu tranzistorů T_1 , T_2 . Tranzistor T_3 pracuje jako napětí AVC řízený odpor. Napěťový zisk mf zesilovače se tedy mění s poměrem R_2/R_{CE3} . K zabezpečení linearity přenosu musí být vstupní mf signál na bázi T_1 podstatně menší než ss napětí v tomto místě ($2U_{BE}$). Tato podmínka je respektována regulací zisku předřazeného v řízení.

Aplikace diferenčních zesilovačů v soudobých mf zesilovačích přináší řadu výhodných vlastností. Vedle možnosti relativně snadno dosáhnout velkého zisku a regulačního rozsahu je to hlavně minimální zpětný přenos signálu ($y_{12} \rightarrow 0$), velké potlačení nežádoucích rušivých (z hlediska rozdílového zesilovače soufázových) signálů, vznikajících indukcí a napěťovými spády na rozvodu „země“ a velmi dobrá stabilita.

Vnitřní struktura mf zesilovače obvodu A244D je na obr. 36. Uvažujme nejprve činnost mf zesilovače při jeho minimálním napěťovém zisku, kdy D_{15} až D_{20} vlivem napětí AVC_{mi} nevedou. Mf signál je z výstupu směšovače po průchodu filtrem soustředěné selektivity přiváděn na špičku 12, tj. na bázi tranzistoru T_{17} s emitorovým rezistorem R_{31} a aktivním kolektorovou zároveň R_{27} , T_{18} . Napěťové i výkonové zesilovaný signál je pro další zpracování k dispozici na R_{30} . Mf zesilovač má tři stupně (viz obr. 36). Jejich pracovní režim je stabilizován smyčkou záporné zpětné vazby, uzavírající se přes R_{24} , R_{23} , jejichž střed (špička 13) musí být pro mf signál blokován kondenzátorem. Každý ze stupňů mf zesilovače tvoří ve skutečnosti část diferenčního zesilovače. Pracovní režim druhé, zrcadlové části zesilovači kaskádový je dán vlastním soustředěným zpětnovazebním smyčkou (R_{25} , R_{26} , špička 11) externě blokována vůči špičce 13). Dokonalá symetrie obou částí každého diferenčního zesilovače dovoluje regulovat zisk celého mf zesilovače velmi podobným způsobem, s jakým jsme se již seznámili u výkonového zesilovače.

Za schématu vidíme, že regulační napětí AVC_{mi} se zavádí na špičku 9, tj. na bázi T_{32} . Při nulovém napětí AVC, tedy velmi malé úrovni vstupního signálu, bude

$U_{EC3}=0,6$ V a navazující převodník $U//S_{33}$ bude prakticky uzavřen. Proto bude na bázi regulačního tranzistoru T_{31} plně napětí $U_{22}=3$ V a diferenční odpory diodových páru D_{15} až D_{20} budou minimální. Záporná zpětná vazba přes emitorové rezistory se zmenší a mf zesilovač bude mít mezní zisk. Bude-li se naopak napětí AVC na špičce 9 zvětšovat, bude se zmenšovat napětí na emitoru T_{31} a proud jednotlivými dvojicemi diod (zvětší se jejich odpor) a zisk celého zesilovače se zmenší. Přenosová funkce zesilovače je linearizována proudovým charakterem ovládacího signálu na diodových párech.

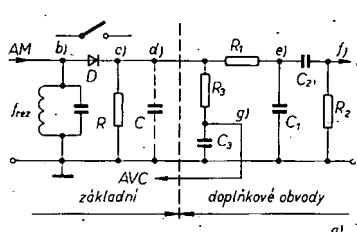
Výstupním signálem třetího řízeného zesilovače je symetrický buzen poslední, napětím AVC již neovládaný diferenční zesilovač T_{29} - T_{30} s nesymetrickým výstupem (na špičce 7) umožňujícím vazbu na externí, zpravidla diodový detektor AM. Maximální zisk celého mf zesilovače je zhruba 60 dB, přibližná regulační charakteristika je na obr. 42b. Jejího průběhu je účelně využito k odvození signálu pro externí indikaci intenzity pole přijímané stanice s přibližně logaritmickou závislostí. Tento signál pro S-metr, proporcionalní regulačnímu napětí AVC_{mi} , je přes emitorový sledovač T_{34} vyveden na špičku 10. S-metr současně slouží jako indikátor výladění.

Symetrické uspořádání mf zesilovače s velkým rozsahem regulačního zisku umožňuje dosáhnout nejen velké citlivosti přijímače, ale díky značnému potlačení nežádoucích soufázových vstupních signálů také výrazně redukovat problémy, spojené se zajištěním jeho kmitočtové stability a odolnosti vůči vzniku křížové modulace.

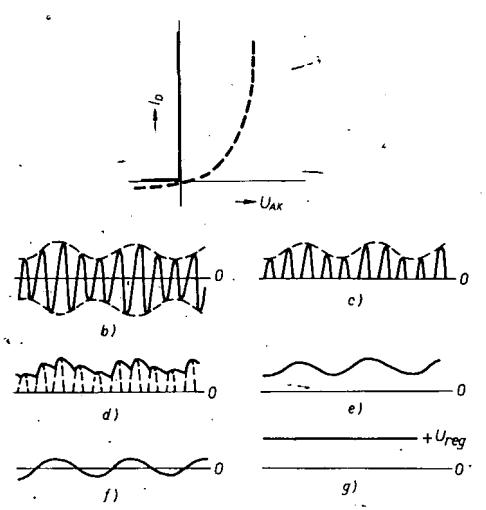
Externí diodový detektor AM

Detektor je vlastně jediným z významnějších obvodů přijímače, který musí být v každém případě realizován vně struktury obvodu A244D. V praxi se používají téměř výlučně sériové diodové detektory. Přes zdánlivou jednoduchost je však diodový detektor poměrně komplikovaný obvod, zaslouhující pozornost.

Typický sériový detektor je na obr. 45a. Uvažujme nejprve diodu D jako absolutně rychlý a ideální jednosměrný ventil (spínač s vnitřním odporem nulovým v propustném ($R_{ip}=0$) a nekonečným v závěrném ($R_{iz}=\infty$) směru). Dále předpokládejme, že na detekčním obvodu projde pouze signál jediného užitečného vysílače, například se sinusovým průběhem modulační obálky (obr. 45b). Vyjdeme ze situ-



Obr. 45. Obvyklé uspořádání diodového detektoru pro AM a jeho základní časové průběhy; a) vlevo obvody sériového diodového detektoru s výstupy mf signálu a regulačního napětí AVC , vpravo charakteristika V/A (ideální (plná čára) a reálné (čárkované) detekční diody, b) průběh mf signálu AM na vstupu detektoru, c) odpovídající detekovaný signál při čisté reálné zátěži R , d) průběh signálu v bodě d) při komplexním charakteru zátěže, e), f), g) viz text



ace, kdy zátěží diody D je pouze rezistor R. Důsledkem činnosti diody D je odříznutí jedných (záporných) půlvln signálu (obr. 45c). Připojíme-li nyní paralelně k R čárkován zakreslený kondenzátor C vzhodné kapacity, změní se výstupní signál detektora podle obr. 45d. Časová konstanta RC musí být volena tak, aby obvod pracoval jako dynamický špičkový detektor, jehož výstupní napětí sleduje průběh modulační obálky vstupního signálu. Pak nastává vlastní demodulace, rekonstrukce původního modulačního signálu na vysíací straně. Dále uvidíme, že vhodná volba konstanty RC je výsledkem kompromisu, z něhož vyplývá potřeba dodatečně potlačit superponované zbytky v signálu např. jednoduchou dolní propustí $R_1 C_1$ (obr. 45e). Detekovaný signál se pak již od původního liší v podstatě jen tím, že je podložen určitou stejnosměrnou složkou, proporcionalní rozdílu signálu AM na vstupu detektora. Ta ovšem může být snadno odstraněna vazebním členem $R_2 C_2$ a tak získaný čistý demodulovaný nf signál s nulovou ss složkou.

Skutečnosti, že ss složka detekovaného signálu je proporcionalní úrovni signálu AM na vstupu detektora a v širší souvislosti i úrovni užitečného vf signálu na vstupu přijímače, se s výhodou užívá k odvození napětí AVC pro automatickou regulaci citlivosti vf a mf dílu. K tomu v principu stačí signál na obr. 45d filtrovat členem $R_3 C_3$ s dostatečně velkou časovou konstantou (obr. 45a). Konstanta $R_3 C_3$ se v praxi volí asi 0,1 až 0,2 s. To proto, aby se vf citlivost regulovala dostatečně rychle jak při změnách úrovni vstupního signálu (zvláště v pásmech KV), tak při ladění přijímače. Regulače AVC rozhlasového přijímače má dva úkoly: udržet jednak lineární režim celého vf a mf dílu při všech úrovni vstupního signálu (kritériem jakosti AVC z tohoto hlediska je proto regulační rozsah s ohledem na zkreslení detekovaného signálu) a jednak co nejstálejší úroveň detekovaného signálu (hlasitost/reprodukce) za stejných podmínek (kritériem účinnosti je tedy v tomto ohledu velikost změny úrovni demodulovaného signálu jako funkce využitelného rozsahu vstupních signálů).

Ideální diodový detektor by měl produkovat demodulovaný nf signál bez zkreslení. V reálném detekčním obvodu však je celá řada často zcela opomíjených příčin a možností vzniku tvarového zkreslení. Pokusme se o jejich postupný rozbor, zaměřený na optimalizaci členů RC s tím, že i nadále uvažujeme ideální diodu D.

Zatěžovací impedance detektora podle obr. 45 má komplexní charakter. Pro nemodulovaný mf signál lze, za zátěž detektoru pokládat pouze R. Zanedbáme-li dočasně čárkován ohraničenou část zapojení, tvoří zátěž detektoru pro nf složku signálu paralelní článek RC . Při modulaci harmonickým signálem se výstupní impedance detektoru zmenší s modulačním kmitočtem a je nejmenší při $f_m = 4,5$ kHz. Poměr zatěžovacích impedancí při nulovém a mezním modulačním kmitočtu má vliv nejen na průběh útlumové charakteristiky detektoru, ale i na zkreslení demodulovaného signálu. Proto je třeba volit časovou konstantu $\tau = RC$ tak, aby zmenšení zatěžovací impedance na 4,5 kHz bylo zanedbatelné, neboť jinak se uplatňuje setrvačnost U_{AV} tak, že vznikají nerovnoměrné odchylky okamžitých úrovní časového průběhu detekovaného signálu vůči ideálnímu prů-

běhu modulační obálky, závislé na okamžité hloubce modulace. Při stanovení časové konstanty lze vycházet z

$$RC = \sqrt{1-m^2} / (m 2\pi f_m),$$

při jehož splnění by harmonické zkreslení při uvažované hloubce modulace a kmitočtu f_m nemělo být větší než asi 2 %.

Jako příklad stanovme optimální kapacitu C pro extrémní $m = 90\%$, $f_m = 4,5$ kHz a zvolený zatěžovací odporník $R = 10$ k Ω . Vychází $C = 1,7$ nF. Dobře víme, že v praxi se užívá běžně několikanásobně větší τ . I když je možno respektovat skutečnost, že na mezním modulačním kmitočtu se s $m = 90\%$ nedá počítat, neměla by se kapacita C příliš lišit od vypočtené.

I při správně určené časové konstantě se u většiny praktických zapojení diodového detektoru setkáváme s poměrně velkým zkreslením. Příčina bývá nejčastěji v nevyhovujícím poměru zatěžovacího odporu detektoru pro ss složku a nf signály i velmi nízkých kmitočtů. Bývá tomu tak, při nevhodné volených odporech zatím neuvažovaných rezistorů v doplňkových členech RC (obr. 45, R_1, R_2, R_3). Pro nemodulovaný signál můžeme opět za zátěž detektoru považovat R . Již pro minimální modulační kmitočet se však k němu paralelně řadí jednak R_3 integračního člena obvodu AVC, jednak sériová kombinace R_1 (člen doplňkové filtrace zbytků vf složky detekovaného signálu) s R_2 (výstupní vazební člen). Příslušné kapacity C_2, C_3 představují pro všechny kmitočty zanedbatelnou reaktanci. Vlivem nelineárních změn strnosti detekční charakteristiky vzniká při zpracování demodulovaného signálu AM tvarové zkreslení, které může být velmi značné. Lze odvodit, že zkreslení tohoto typu se neuplatní jen tehdy, bude-li splněna podmínka $m < (R_{nf}/R_{ss})$. To v praxi znamená požadavek rádového odstupu odporníků $R_1, R_2, R_3 > R$. Ani toto podmínka v běžných zapojeních detektoru dodržována nebyvá.

Dosud jsme si z celé struktury detektoru všimali pouze lineárních, kmitočtově závislých členů RC . Věnujme nyní pozornost i ostatním prvkům, vstupnímu obvodu LC a reálné detekční diodě.

Efektivní jakost rezonančního obvodu Q_{ef} na vstupu detektoru je určena především zatěžovacími články RC a velikostí vstupního signálu. Na nich závisí vstupní odporník detektoru, který lze (při zanedbání úbytku U_{AK} na reálné diodě, tj. při demodulaci velkých signálů) zhruba určit při přibližné rovnosti vstupního vf a výstupního ss výkonu při $f_m = 0$. Vzhledem ke zpracování pouze jedné polarity vstupního signálu lze psát

$$P_{vf} = 2P_{ss} \text{ a tedy } U_G I_G = 2U_{RI_R}.$$

Platí-li s dostatečnou přesností rovnost $I_G \approx 2/R$, můžeme určit vstupní odporník detektoru ze vztahu $R_{vs} = U_R/2I_R = R/2$. Při uvažování ideální diody D je tedy vstupní odporník sériového detektoru roven polovině zatěžovacího odporu R . Tímto zdánlivým tlumicím odporem je také určena jakost Q_{ef} rezonančního obvodu LC na vstupu detektoru.

Reálná dioda se ovšem od ideální liší. Kromě nenuvolného čelního napětí $U_{AK} > 0$ se uplatňuje také její dynamický vnitřní odporník $R_{ip} = f(U_{ip})$. Průběh statické charakteristiky V/A reálné diody lze rozdělit zhruba do tří úseků:

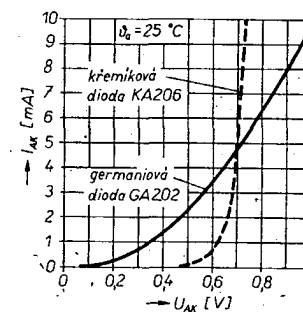
- a) kvadratického, odpovídajícího napětím U_{AK} rádu mV,
- b) obecně exponenciálního,
- c) přibližně lineárního, odpovídajícího nasycenému stavu přechodu p-n. Pro

ideální funkci detektoru je zapotřebí zajistit, aby pracoval v lineárním režimu detekční diody, jinak se uplatňuje nelinearity detekční charakteristiky (hlavně jejího počátku), projevující se ve zkreslení demodulovaného nf signálu při:

- a) detekci malých signálů na vstupu detektoru všeobecně,
- b) detekci poměrně velkých vstupních signálů, ale při velké hloubce modulace m.

Kromě diferenciálního odporu reálné detekční diody závisí na úrovni vstupního signálu AM i vstupní odporník reálného detektoru. Při velmi malých vstupních signálech, popř. při velké hloubce modulace není R_{vs} konstantní, v extrémních případech se může dokonce blížit dynamickému odporu diody.

K uvedeným jevům nesmí při požadavku minimálního zkreslení demodulovaného signálu docházet. Základním prostředkem, jak dosáhnout lineární detekce, je nutnost zajistit velký signál AM na vstupu detektoru, přičemž potřebný rozdíl (kolem ± 5 V) může být tím menší, čím menší je napěťový úbytek U_{AK} – odtud pramení jeden z důvodů trvalého užívání germaniových hrotových detekčních diod. Není to však důvod jediný. Pro orientaci jsou na obr. 46 znázorněny propustné úseky charakteristik V/A běžných Ge a Si diod. Charakteristika germaniové diody je



Obr. 46. Srovnávací diagram charakteristik V/A germaniové a křemíkové diody v propustném směru

méně strmá s nevýrazným prahovým napětím i v oblasti nasycení přechodu. Charakteristika se značně blíží kvadratickému průběhu. Takový průběh, zvláště v součinnosti s krátkými zotavovacími dobami přechodu, je velmi výhodný z hlediska minimálního vzniku rušivých kmitočtových složek. Vyšší harmonické kmitočtové složky vznikají v každém nelineárním obvodu, jejichž je detekční obvod ideálním představitelem. Kmitočtová harmonická spektra typu (1 až n)_{nf} mohou být zdrojem rušení vlastního přijímače, nalaďeného na příslušná kmitočtová pásmá.

Křemíková dioda s exponenciálním průběhem charakteristiky V/A má ve srovnání s germaniovou diodou jednak větší a ostře vyjádřené čelní napětí U_{AK} , jednak i velký odporník v závěrném směru. Při případném posuvu počátku součadnic detekční charakteristiky stejnosměrným „předpínam“ napětím lze sice dosáhnout menšího činnitele tvarového zkreslení detekovaného nf signálu, zároveň se však zvětší nebezpečí kmitočtového rušení detektoru.

Výhodné vlastnosti sériového diodového detektoru (jednoduchost, velká účinnost, „dobré chování“ při ladění v pásmu i při detekci signálů s malým odstupem s/s, přijatelné zkreslení ...) se v součinnosti s obvodem A244D projevují přiznivě především u přijímačů nižší a střední jakostní třídy. Podstatněji zmenší zkreslení detektoru u lepších přijímačů je složi-

té pro malý dosažitelný rozkmit nf signálu na vstupu detektoru (špička 7) vzhledem k použitému vnitřnímu napětí IO $U_{S2} = 3V$.

Příklady využití A244D

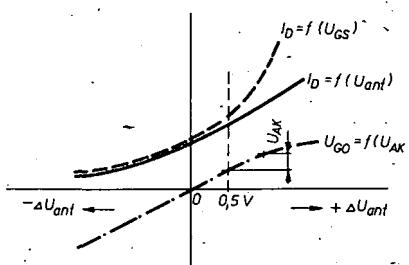
AM-dil automobilového přijímače Trapper 2

Na vstupu přijímače Trapper 2 (PLR) je poměrně neobvyklý obvod. Širokopásmovevý vf oddělovací a předzesilovací stupeň s FET (T₁). Jeho hlavní smyslem je zajistit impedanční přizpůsobení libovolné autoantény a vstupních laděných obvodů. FET s relativně malým kladovým proudem ($I_D \sim U_S / R_2 = 0,5 \text{ V} / 10^3 \Omega = 0,5 \text{ mA}$) a přibližně kvadratickou převodní charakteristikou pracuje s laděnou zátěží LC. Pro velké signály se vlivem upínací diody D₁ částečně linearizuje převodní charakteristika (obr. 48). Tlumivka T₁ a dioda D₁ pracují při extrémně velkých vstupních signálech jako vstupní útlumový článek, neboť při nich by mohlo na varikapech BB113 (v podstatě diodách), docházet ke vzniku křížové modulace. Velmi dobrý průběh vstupní selektivity je zajišťován tím, že vstupní laděné obvody jsou řešeny jako dvoubvodová pásmová propust s indukční vazbou.

Přijímač má dva SV a jeden DV rozsah. Rozložení SV do dvou pásem usnadňuje ladění za jízdy. Úsporné zapojení vlnového přepínače (tlačítka Isostat) je možné proto, že není užito rozsah KV. Rezonanční obvody první části vstupního filtru jsou zapojeny sériově, přičemž vinutí pro právě nežádané rozsahy jsou vždy zkratovány kontakty přepínačů. Obdobně jsou zapojeny i obvody druhé části filtru. Vazební vinutí, přizpůsobující výstup filtru k symetrickému vstupu obvodu TCA440 (špičky 1, 2), jsou zapojena v sérii a nepřepínají se.

Stejně je řešeno i přepínání obvodu LC oscilátoru. Přepínače jednak připojují příslušný obvod LC s jeho paddingovým kondenzátorem k ladícímu varikapu, jednak vždy zkratují cívky nežádaných rozsahů (kromě SV₁).

K získání potřebné přeladitelnosti vstupních a oscilátorových obvodů je při



Obr. 48. Vliv záhytné diody D₁ na linearizaci zpracování silných signálů z antény (zjednodušeno)

užití varikapů nutné velké stejnosměrné ladící napětí $U_{L\max}$, větší, než je napětí palubní sítě (typ. 12 V). Napětí U_L je zajišťováno obvodem impulsního blokujícího měniče s tranzistorem T₂ bez regulací smyčky. Měnič se současně využívá i k získání napětí pro ladění varikapů dílu VKV. Meze ladících napětí $U_{L\min}$, $U_{L\max}$ se pro jednotlivé rozsahy nastavují trimry R₁₇, R₁₈, R₁₉ a přepínačem P₁. Jako ladící prvek slouží potenciometr. Měnič i TCA440 jsou napájeny z jednoduchého napěťového stabilizátoru s T₃, D₄.

Soustředěná mf selektivita je realizována dvojicí jednoduchých keramických rezonátorů F₁, F₂ a impedanční přizpůsobovacích obvodů LC. Střední mf kmitočet je 465 kHz. Poměrně složité uspořádání mf filtru vyplývá jednak ze snahy dosáhnout co nejlepšího průběhu útlumové mf charakteristiky při minimálním přenosovém útlumu, jednak z užití jednoduchých rezonátorů.

Zapojení detekčního obvodu je velmi jednoduché a pro obvod TCA440 typické. Obdobně lze hodnotit vnitřní uspořádání obou smyček regulace AVC. Zatímco k regulaci mf smyčky (špička 9) se užívá integrované ss složky detekovaného signálu, k regulaci zisku vf obvodu (špička 3) slouží filtrované (C₂₂) napětí z výstupu pro S-metr, v tomto případě nevyužitý (špička 10).

Přijímač Trapper 2 má v rozsazích AM velmi dobré parametry. Jak z hlediska

citlivosti, tak selektivity snese srovnání se špičkovými výrobky světových výrobců.

AM-dil přijímače Rema Cornet 840 HIFI

U Cornetu 840, obr. 49 (uveden na trh v NDR v roce 1981) se používá klasické ladění dvojitým ladícím kondenzátorem (2x 500 pF). Přijímač má tři vlnové rozsahy, KV (5,9 až 7,4 MHz), SV a DV. Mf kmitočet je 455 kHz. Přijímač má pro SV vystavenou feritovou anténu.

K přizpůsobení vnitřní antény ke vstupním obvodům LC se používá indukční vazba. Na rozdíl od předchozího zapojení se přepínají při změně vlnových rozsahů i vazební cívky jak vstupních, tak oscilátorových obvodů (na špičky 1, 2 a 4, 5 obvodu A244D). Zapojení oscilátoru je opět klasické, s obočkou na rezonančním obvodu, umožňující zachovat velký reálný činitel jakosti. Na rozsazích SV, DV je paddingovým kondenzátorem zajištěn souběh vstup/oscilátor ve třech bodech. V úzkém pásmu KV, rozprostřeném kondenzátory 120 a 150 pF v obvodech LC vstupu i oscilátoru, se nastavuje souběh pouze ve středu rozsahu. To je dobré možné s ohledem na reálnou vstupní selektivitu v daném kmitočtovém rozsahu.

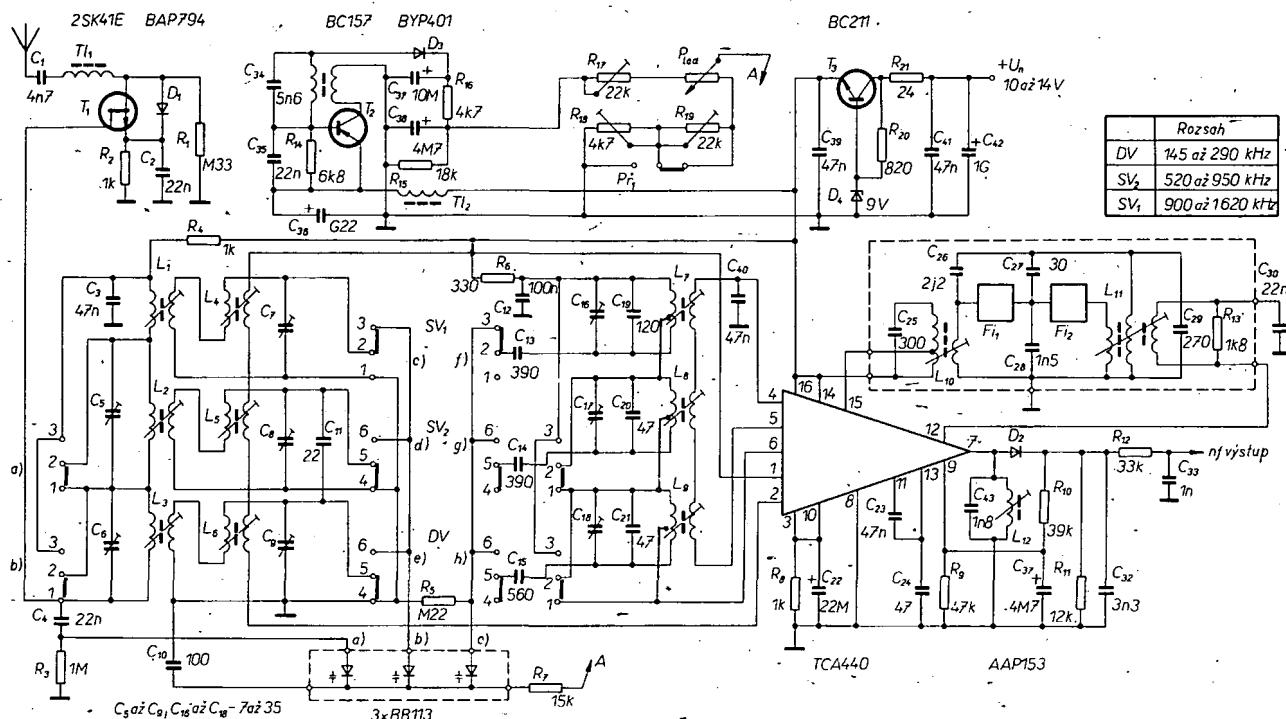
Za pozornost stojí jakostní obvod soustředěná mf selektivita (6obvodový filtr SPF 455 H5), navázaný k A244D bez přizpůsobovacích členů LC. Tím se ve srovnání s řešením na obr. 47 dále podstatně zjednodušílo zapojení. Výstup směšovače (špička 15) je napájen nikoli přes cívku obvodu LC, ale přes rezistor 3,9 kΩ.

Diodový detektor i regulace AVC jsou řešeny co nejjednodušeji. Detekovaný signál je před dalším zpracováním zesílen T₁, umožňující současně minimálně zatažovat výstup detektoru.

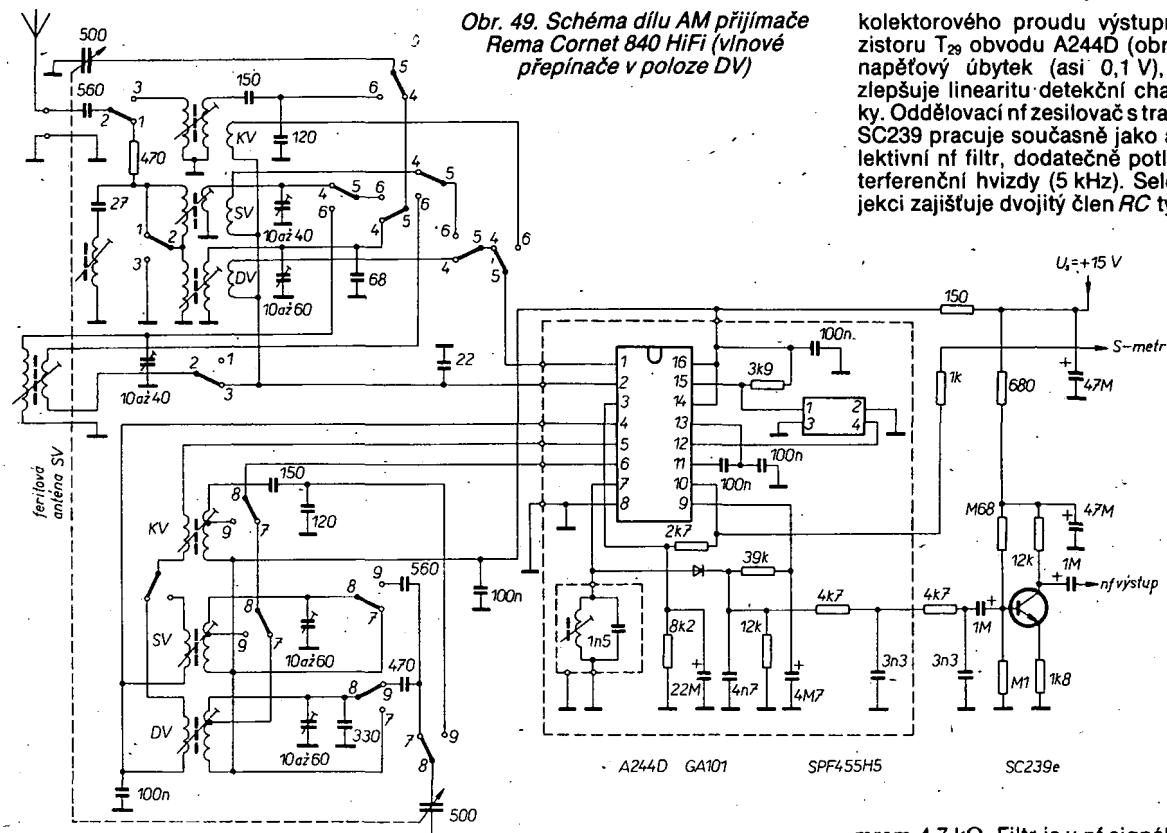
Pro zajímavost si uvedme alespoň základní parametry přijímače [6]:

Mezní citlivost, omezená šumovým poměrem detekovaného signálu s/s = 20 dB při m = 30 %, je v pásmech: KV = 30 μV, SV = 35 μV, DV = 70 μV.

Poměrné potlačení zrcadlových kmitočtů: KV > 26 dB, SV > 44 dB, DV > 60 dB.



Obr. 47. Schéma rozhlasového přijímače do auta (Trapper 2)



Poměrné potlačení mf signálu na všech rozsazích: > 60 dB.

Využitelný rozsah regulace zisku (na 1 MHz): > 70 dB.

Mezní přenášený nf kmitočet: typ. 2,8 kHz.

Domnívám se, že díl AM přijímače Coinet 840 není s ohledem na kvalitativní zařazení přijímače zcela „dotažen“, i když citlivost a selektivitou překonává dřívější typy přijímačů NDR.

AM – díl přijímače RS 5001 HIFI

RS 5001 je prvním přijímačem NDR, používajícím v dílu AM k ladění varikapy. Vstupní laděný obvod je s anténa na všech vlnových rozsazích vázán indukčně. Na rozdíl od klasického řešení se však nevyužívá vzájemně indukčnosti anténní a rezonanční cívky, ale galvanické vazby z odbočky cívky. Vlnovy přepínáč je zakreslen v poloze KV. Toto pásmo je velmi úzké (5,9 až 6,2 MHz), je rozprostřeno kondenzátoru 68 pF, 270 pF v vstupním a 82 pF, 150 pF v oscilátorovém obvodu. Kondenzátoru omezují poměr mezních ladících kapacit $C_{L\max}/C_{L\min}$ na požadovanou velikost. Jako ladící prvky se používají varikapy KB113, ovládané ladícím napětím v rozsahu 1 až 30 V. K zajištění spojitého přefadění celého rozsahu SV je ve vstupním obvodu dvojice paralelně zapojených varikapů. V oscilátorovém obvodu s menším poměrem f_{\max}/f_{\min} stačí varikap jediný. Souběh vstup/oscilátor je možno zajistit paddingovým kondenzátoru i při nerovnosti kapacit obou ladících diod. V úzkém pásmu KV je opět souběh nastavován v jednom bodě. Vazba vstupních obvodů LC na A244D je klasická (symetrická vazební vinutí). Klasicky jsou řešeny i obvody oscilátoru s odbočkami na obvodech LC a vazebními vinutími.

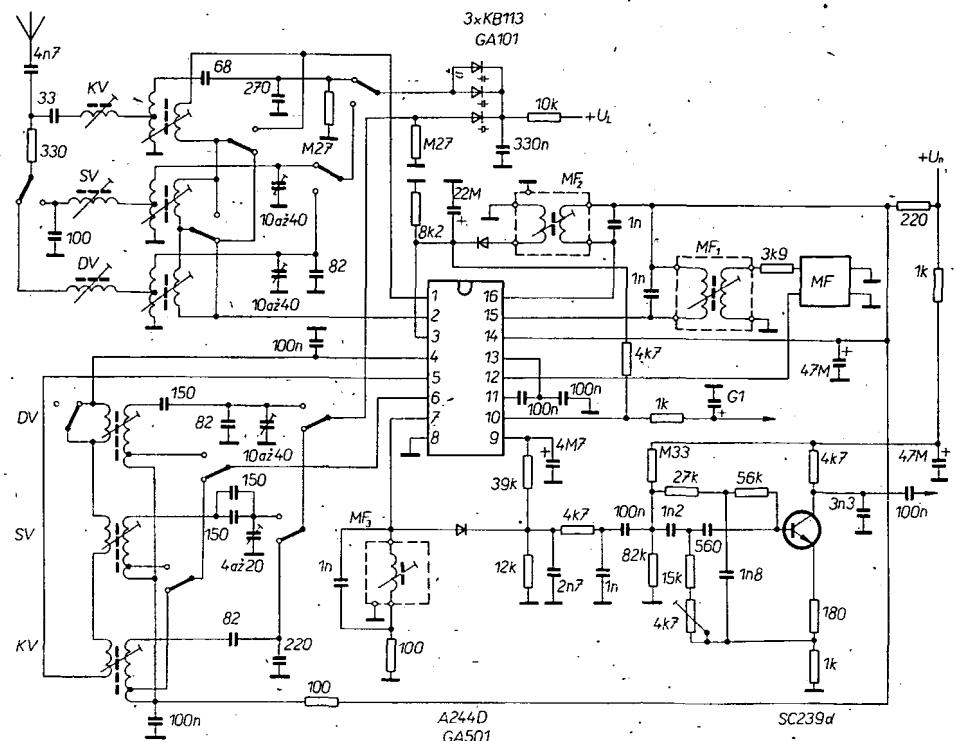
Zapojení A244D je vcelku běžné. Jistou zvláštností je snad jen to, že k získání

kolektoričkovo proudu výstupního tranzistoru T_{29} obvodu A244D (obr. 36) malý napěťový úbytek (asi 0,1 V), poněkud zlepšuje lineáritu detekční charakteristiky. Oddělovačního zosilovače s tranzistorem SC239 pracuje současně jako aktivní selektivní nf filtr, dodatečně potlačující interferenční hvizdy (5 kHz). Selektivní reakci zajišťuje dvojitý člen RC typu T s tri-

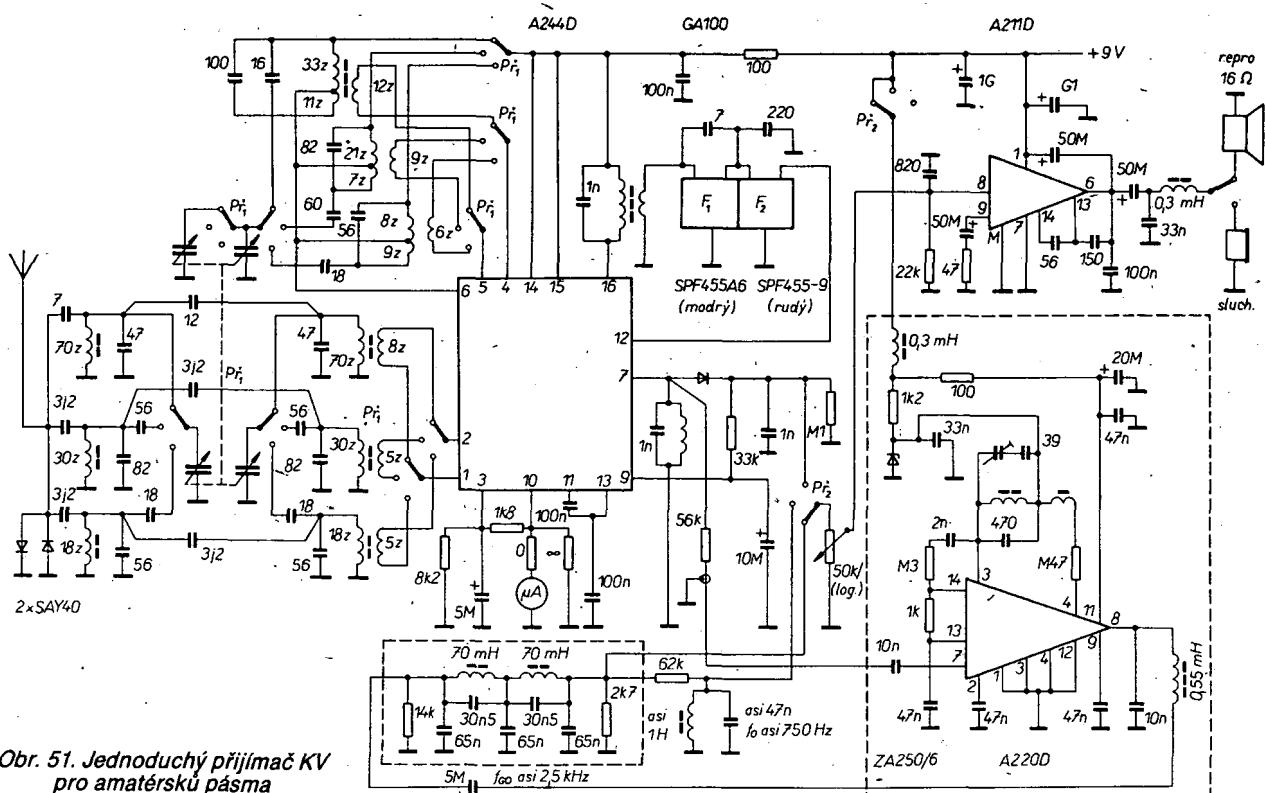
mrem $4,7\text{ k}\Omega$. Filtr je v nf signálové cestě zařazen trvale.

Uváděné technické údaje jsou téměř shodné s údaji příjímače Cornet 840. Mezní přenášený nf kmitočet je 2,2 kHz (bez dalších specifikací), činitel zkreslení detekovaného signálu $k = 5\%$ při 1 kHz, mezní přípustná úroveň vstupního signálu pro $k = 10\%$ je asi 500 mV. Na rozdíl od parametrů Cornetu 840 není uváděno potlačení mf kmitočtu, asi záměrně, neboť RS 5001 neužívá mf odladovače.

Domnívám se, že u současných přijímačů NDR není řešení dílů AM věnována zvlášť velká pozornost. Hlavní důraz je



Obr. 50. Přijímač RS 5001, díl AM



Obr. 51. Jednoduchý přijímač KV pro amatérská pásmá

zřejmě kladen na citlivost a mř selektivitu. Počet vlnových rozsahů, šířka přenosového pásma, zkreslení signálu a uživatelský komfort jsou pravděpodobně aspekty, potlačené trendem považovat pásmá AM za pouhý doplněk přijímače hi-fi. Podle mého názoru je to však pouze dočasný trend.

Jednoduchý přijímač pro amatérská pásmá KV

Konstrukce jakostního přijímače KV patří k mimořádně obtížným úkolům. Základních koncepčních problémů jsme se stručně dotkli v příslušné kapitole. Zvláště začínající amatérů musí zpravidla ze svých nároků hodně slevovat, protože jsou omezování dostupnou součástkovou základnou; pro ně může být určitou inspirací schéma miniaturního (185 × 50 × 125 mm), bateriového ($U_n = 9$ V) třírozsahového amatérského přijímače pro pásmá 80, 40 a 20 m [7].

Schéma přijímače je na obr. 51. Obvod A244D opět zastává funkce všech aktivních a regulačních bloků až po detekci, obvod A220D pracuje jako kombinovaný produkt-detektor/BFO, umožňující provoz SSB/CW.

Vstupní vý selektivita je v každém rozsahu tvořena dvojitým, kapacitně vázaným i laděným filtrem LC . Mf selektivita je zajišťována dvojicí piezorezonátorů vyššího rádu. K dalšímu potlačení rušení příjmu sousedními stanicemi a zlepšení odstupu s/š je využito obvyklé dopříkové mf selektivity (dolní propust F_{i3} s $f_{i3} = 2,5$ kHz pro SSB a rezonanční filtr F_{i4} s $f_{i4} = 750$ Hz pro CW).

Vstupní a oscilátorové obvody jsou laděny čtyřnásobným ladícím kondenzátorem, jehož čtvrtá sekce se používá pouze v pásmu 80 m (oscilátorový obvod). Uvádí se, že důvodem je možnost spojité přeladovat toto pásmo; ladící „kvartál“ má zřejmě malý poměr C_{Lmax}/C_{Lmin} . Současně je ve všech pásmech řešen paddingovými kondenzátory. Údaje ladícího kondenzátoru ani provedení cívek nebyly v původním článku uvedeny. Pro první orientaci jsou na obr. 51 alespoň počty závitů jednotlivých cívek.

K regulaci obou smyček AVC (vf i mf) je užito základní varianty ošetření obvodu A244D. Indikační rozsah S-metru se nastavuje volbou odporu rezistorů R_s , R_p . Na rozdíl od většiny přijímačů pro amatérská pásmá KV není využito možnosti ruční regulace vf citlivosti.

Mód příjímače pro různé druhy provozu (modulace SSB, CW, AM) se nastavuje otočným přepínačem (P_{2a,b}). Poloze 1 odpovídá provoz SSB, poloze 2 provoz CW. V obou případech je mř signál demodulován kombinovaným obvodem produkt-detektoru/záhnějového oscilátoru, využívajícím A220D. Demodulovaný signál SSB, popř. CW prochází na regulátor hlasitosti a nř zesilovač přes příslušný nf filtr (F₃, F₄). Při nastavení P₂ do polohy 3, odpovídající detekci AM, se nř filtru nevyužívá a produkt-detektor není napájen.

Podrobnejší se tímto příjmačem, na kterém je ostatně znát, že byl „štíh horkou jehlou“, zabývat nebudeme. Detailnější informace o dílčích obvodech mohou zájemní čerpat z literatury, uvedené v [7]. Můžeme však konstatovat, že i když užitá koncepce nepatří k nejlepším, nabízí využití integrovanych obvodů cestu k relativně velmi levné a jec voduché konstrukci začátečnického příjmače.

Obvod A244D lze použít i v příjímačích KV s dvojím směšováním. Je však nutno mít na paměti, že mezní využitelný frekvence. V řadě případů může být užitečná možnost využít externí oscilátor.

Přijímače FM

Na rozdíl od soustavně opomíjených příjímačů AM věnuje Amatérské radio problematice zpracování kmitočtové modelovaných signálů i konstrukční činností v této oblasti mnohem větší pozornost. Protože samozřejmě platí, že podstatné problémy, spojené s jakostním zpracováním AM i FM signálů mají společný základ, může i začínající konstruktér v návaznosti

na předchozí kapitoly a práce ostatních autorů získat velmi rychle dobrou základní orientaci i ve sféře přijímačů FM.

Na obr. 52 je blokové schéma přijímače klasické koncepce, umožňující stručně stanovit požadavky na jednotlivé funkční celky. Základním prostředkem, jak relativně snadno dosáhnout velké citlivosti a statické selektivity je opět směšovací, superhetová koncepce, přičemž na rozdíl od přijímačů AM vystupují do popředí některá specifika, k nimž patří zejména:

- potřeba malého šumového čísla přijímače s velkou citlivostí, vyplývající z rádově nižších úrovní anténních signálů,
- nezbytnost respektovat techniku VKV, související s kmitočtovou polohou pásem FM,
- odlišné požadavky na některé obvody (mf zesilovač/omezovač, demodulátor ...) vzhledem ke zpracování signálu FM.

V návaznosti na obr. 52 si rozdělme blokové schéma přijímače FM do čtyř částí:

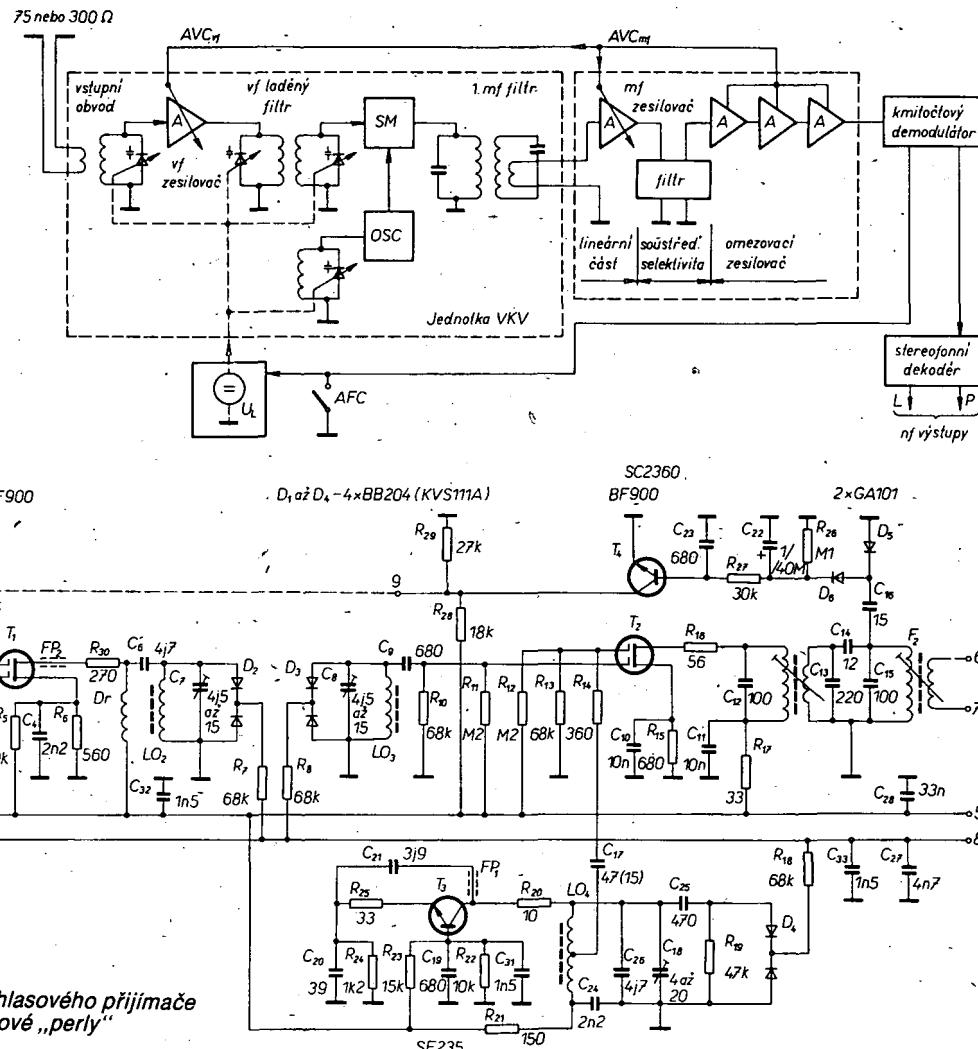
casti: -

- je jednotka VKV - zajišťuje konverzi vstupního, anténního signálu na signál mezifrekvenční,
- mf zesilovač/omezovač - v podstatné míře kryje vf zisk a selektivitu celého přijímače,
- demodulátor - zajišťuje demodulaci přijímaného signálu FM,
- pomocné a doplňkové obvody - jednák zajišťují optimální pracovní režim předchozích bloků za nejrůznějších vstupních podmínek, jednák zvyšují uživatelský komfort přijímače.

Vstupní jednotka VKV

K základním požadavkům na jakostní jednotku VKV, která v zásadní míře určuje šumové vlastnosti celého přijímače, patří zejména dobré přizpůsobení anténního vstupu k anténě (75 nebo 300 Ω), velký zisk při malém šumovém čísle, výselektivit-

Obr. 52. Zjednodušené blokové schéma dílu FM klasického rozhlasového přijímače



Obr. 53. Zapojení dílu VKV rozhlasového přijímače RS 5001. FP₁, FP₂ feritové „perly“

vita, stabilita, odolnost proti přebuzení, intermodulačnímu zkreslení a křížové modulaci. Popisů různých řešení i konstrukčních návodů na jednotky VKV již bylo v AR uvedeno mnoho. Omezíme se proto na ukázku rozumného kompromisního řešení s využitím moderních součástí. Za takové lze označit zapojení vstupní jednotky pro normu CCIR z přijímače RS 5001 (obr. 53).

Symetrický vstup 300 Ω je na jednoduchý, průběžně laděný obvod LO₁ navázán (a přípůsoben) transformátorovou vazbou. Jako vf předzesilovač je použit MOS-FET BF900. Obvod druhé řídicí elektrody T₁ je použit k regulaci zisku vstupní jednotky a tím i celé lineární vf části přijímače. Zesílený vf signál je přes klasický dvojitý, varikapovým dvojicemi průběžně laděný vf filtr LO₂, LO₃ přiváděn na směšovač T₂. Vstupní, selektivně zesílený signál přichází na G₁, signál oscilátoru na G₂, jde tedy o multiplikativní směšování se všemi jeho přednostmi. Oscilátor pracuje v klasickém bipolárním zapojení se společnou bází, optimální pracovní podmínky definuje kapacitní dělič C₂₀/C₂₁. Vznikající mf signál 10,7 MHz prochází k dalšímu zpracování filtry F₁ a F₂, zlepšujícími mf selektivitu navazujícího mf zesilovače. Z filtru F₂ se diodovým zdvojovačem napětí (D₅, D₆) s příslušnou časovou konstantou odvozuje regulační napětí, ovládající činnost tranzistoru T₄. Zvětší-li se vstupní signál z antény nad 6 mV, T₄ se začíná otevírat, zmenšuje se jeho napětí U_{CE} a tím i napětí na G₂ tranzistoru T₁.

Regulace zisku vstupní jednotky je tedy autonomní, nezávislá na ostatních obvodech přijímače. Regulační rozsah je asi 30 dB. Kromě potřebného zvětšení odolnosti jednotky vůči přebuzení atd. je tak jednoduše zajištěna i relativně stálá šířka pásma mf zesilovače včetně demodulační S-krivky a její menší závislost na velikosti vstupního signálu. Vidíme, že celá jednotka VKV přes obvodovou jednoduchost v maximální míře těží z výhodných aplikacích vlastnosti tranzistorů řízených polem se dvěma řídicími elektrodami.

Mf zesilovač/omezovač

V současné době se mf zesilovač pro FM skládá v principu ze dvou bloků, lineárního a omezovacího, vzájemně vázaných filtrem soustředěném mf selektivitou. Prakticky veškerý podíl mf zisku bývá soustředěn v omezovací části. Tato vcelku výhodná a ekonomická koncepce je do značné míry poplatná požadavku zajistit optimální funkci navazujícího koincidenčního detektoru (dokonalé amplitudové omezování signálu), dobře realizovatelné monolitickou technologií spolu s obvody omezovacího mf zesilovače.

V monolitických omezovacích zesilovačích se nejčastěji využívá vynikajících vlastností diferenčních zesilovačů (definovaný zisk, nepatrný zpětný přenos, stabilita, dokonalé omezování s minimálním fázovým zkreslením) v širokém rozsahu vstupních napětí, možnost kaskádného řazení, odolnost vůči soufázovým rušivým napětím...) [11], [12] atd.

Stejně ustálené a ekonomicky výhodné je používání piezoelektrických filtrů soustředěných mf selektivity na vstupu omezovače. Tyto levné prvky jsou v současné

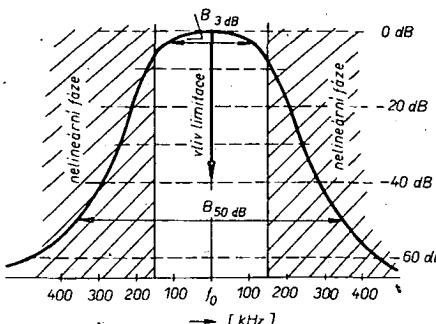
době již velmi kvalitní, mají lineární průběh fázové charakteristiky uvnitř propustného pásma a velmi strmě boky přenosové charakteristiky.

Zatímco hlavním účelem omezovacího bloku s velkým ziskem (asi 60 až 80 dB) je krýt podstatnou část vf zisku přijímače a zajistit tak dokonalé omezení signálu na vstupu demodulátoru, smyslem lineární části mf zesilovače je především zajistit optimální vazbu výstup jednotky VKV – filtr mf selektivity při respektování dvou protichůdných hledisek:

- při zpracování velmi malých vstupních signálů (rádu μ V) doplňuje lineární část mf zisk jednotky VKV a omezovače tak, aby bylo dosaženo potřebné citlivosti při co největším odstupu s/s;
- při zpracování velkých signálů je napopak zisk lineární části a vlastně i jednotky VKV v podstatě nezádoucí, protože jednak působí vznik nelineárních a intermodulačních zkreslení, jednak zhoršuje průběh mf selektivity amplitudově omezého mf signálu.

Na lineární část skutečně jakostního mf zesilovače jsou tedy v praxi kladené velké nároky, kontrastující s obvyklým řešením, což bývá jednoduchý tranzistorový zesilovač s neřízeným ziskem, který v podstatě s jistou rezervou vyrovnaný vložný útlum filtru soustředěné mf selektivity.

Problematiku opomíjené závislosti reálné mf selektivity na úrovni vstupního signálu postihuje obr. 54. Selektivita mf zesilovače na výstupu omezovače (výstupu demodulátoru) v podstatě odpovídá průběhu filtru soustředěné mf selektivity pouze při zpracování velmi malého vstupního signálu, kdy mf zesilovač pracuje na prahu omezovací schopnosti. Zvětšuje-li



Obr. 54. K vlivu omezovače na zmenšení reálnej selektivity

se signál na vstupu mf filtru, zlepšuje se omezovací účinnost omezovací části mf, což má za následek horší potlačení nezádoucích signálů, jejichž kmitočty byly původně mimo propustné pásmo mf filtru. Tato situace je na obr. 54 interpretována posuvem po úrovňové ose směrem dolů, v praxi znamená nezádoucí zhoršení odlučitelnosti sousedních kanálů a pochopitelně i možnost vzniku intermodulačních produktů i v obvodech omezovacího zesilovače, za filtrem soustředěné mf selektivity. To jsou ovšem pádné důvody, jak pro uvážlivé řešení lineární části mf zesilovače, tak zvláště pro regulaci zisku jednotky VKV. Účelné je i úsilí dosáhnout co největší „předřadné“ mf selektivity na rozhraní výstup jednotky VKV – vstup mf zesilovače.

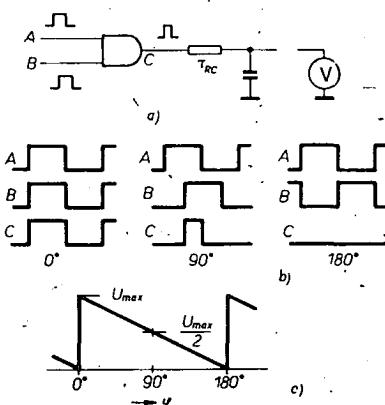
Konstrukce solidního mf zesilovače je dnes, ve srovnání s nedávnou minulostí, mnohem jednodušší. Možnosti použití integrované obvodů a filtrov se promítá nejen v možnosti snadno dosáhnout dobrých parametrů, ale i například ve zjednodušeném nastavování, návrhu desky s plošnými spoji atd.

Démódulátory signálu FM

Důsledkem systematického úsilí o co největší obvodovou integraci (koincidenční detektor) či přiblížení se ideálním funkčním vlastnostem (detektor PLL) je pro současnost typický odklon od klasických demodulátorů FM, jejichž představitelem je poměrový detektor.

Koincidenční detektor

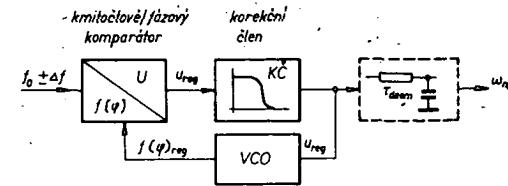
Princip koincidenčního detektoru i jeho obvodové řešení je jistě většině čtenářů známo v souvislosti se strukturou tuzemského obvodu MAA661. Pro začínající odvodme alespoň vlastní podstatu detektoru, vyplývající z logické, koincidenční funkce. Zavedeme-li na vstupy hradila AND (obr. 55) dva fázově synchronní impulsní signály A, B o stříd. 1:1, bude



Obr. 55. Základní zapojení, časové průběhy a charakteristika koincidenčního fázového detektoru

jejich produktem na výstupu hradla signál C o stejném kmitočtu, ale odlišné střídě. Ta bude přesné proporcionální vzájemnému fázovému vztahu obou signálů A, B. Přitom můžeme rozlišit tři mezní stavy:

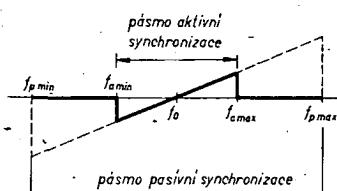
- při fázové shodě signálů A, B, bude s nimi shodný i signál C (činitel plnění výstupního impulsu 1:2),
- při vzájemném fázovém posuvu o 90° bude doba trvání výstupního impulsu vůči vstupním signálům poloviční (činitel plnění 1:4),
- při vzájemné fázové inverzi signálů A, B nebude na výstupu hradla žádný signál.



Obr. 56. Základní schéma využití smyčky fázového závěsu (PLL) k demodulaci signálu FM

vstupu FD objeví kmitočtově modulovaný signál o dostatečné amplitudě a vhodném kmitočtu, uvádí smyčka oscilátor VCO do trvalého synchronismu se vstupním signálem. Aby však VCO mohl pracovat jako „kmitočtový sledovač“ vstupního signálu, musí napětí $u_{reg(l)}$ na jeho vstupu (tj. výstupní signál FD po průchodu korekčním členem KČ) být vlastně shodné s původní modulační složkou signálu FM. Napětí $u_{reg(l)}$ proto představuje přímo demodulovaný nf signál, který již může být zaveden na stereofonní dekodér nebo na článek deemfáze (u monofonního přijímače).

Rozhodující vliv na vlastnosti a chování detektoru PLL má především korekční člen, na který jsou kladené mnohé protichůdné požadavky. Pro vlastní počáteční zasynchronování smyčky vstupním signálem je žádoucí filtr s velkou šířkou pásma – s ní se zvětšuje i kmitočtová šířka pásma aktivní synchronizace (obr. 57 plnou čarou). Jakmile je však již PLL smyčka jednou v synchronismu, je šířka pásma



Obr. 57. K vlivu parametrů korekčního členu a zisku smyčky na vlastnosti demodulátoru

v níž je schopna synchronismus udržet (pásmo-pasívni synchronizace) vždy větší, na korekčním členu prakticky nezávislá (je určena ziskem FD a strmostí VCO). Naopak, z hlediska odolnosti zasynchronované smyčky PLL vůči rušivým signálům je žádoucí šířka pásmá aktivní synchronizace co nejmenší, musí však být dostatečně velká z dalšího hlediska, kterým je nezbytnost zabezpečit minimální setrvačnost smyčky v poměru k meznímu kmitočtovému zdvihu a modulačnímu indexu zpracovávaného signálu FM. Přenosová funkce korekčního členu a zisk smyčky tedy určují jednak jakost demodulovaného signálu, jednak jeho odolnost vůči vnějším rušivým vlivům. Ta vyplývá z integračního charakteru smyčky PLL (korekčního členu), jehož důsledkem je teoretické zvětšení odstupu s/š pro malé vstupní signály, především však zvětšená odolnost vůči impulsnímu rušení a vlastní selektivita detektoru.

Na rozdíl od jiných autorů bych však při této příležitosti chtěl upozornit i na problémy, související s praktickým provozem smyčky. Je to například její chování při ladění v pásmu, nedokonalem vyladění a v neposlední řadě i negativní působení

na vlastní přijímač, především na jednotku VKV a mf zesilovač (harmonické VCO ...). Šířímu a efektivnímu uplatnění detektorů PLL brání především přetrvávající nedostupnost monolitických fázových závěsů.

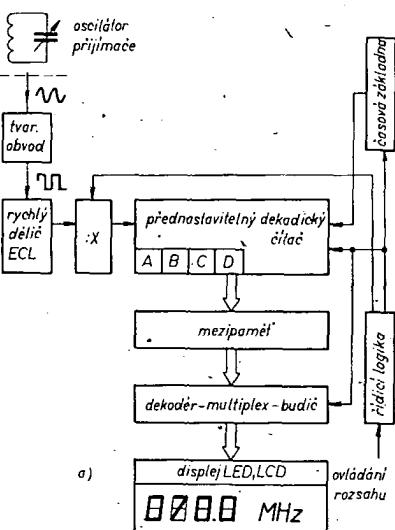
Pomocné a doplňkové obvody

Soubor těchto obvodů, užívaných v rozhlasových přijímačích, lze zhruba rozdělit do dvou skupin. Do první patří ty, které „vylepšují“ činnost přijímače (například AVC, AFC ...). Do druhé skupiny můžeme zařadit takové obvody, které zlepšují obsluhu přijímače (předvolby, muting, automatické ladění ...). Hranice mezi oběma skupinami není ovšem striktní. V posledních letech se u řady profesionálních přijímačů setkáváme s řadou dalších, neobvykle koncipovaných obvodů, které kromě toho, že zajišťují požadované funkce, více či méně ovlivňují i řešení celého přijímače a mnohdy tak naznačují i perspektivy dalšího rozvoje (např. cesta od číslicové stupnice k digitálnímu tuneru).

Číslicová stupnice

Číslicová stupnice v klasické formě je prvním náznakem uplatnění digitálních obvodů v rozhlasovém přijímači. Stupnice byla ovšem původně využita pro komunikační přijímač a její uplatnění v rozhlasovém zařízení je (mimo rozsahy KV) věcí diskuse. Princip je velmi jednoduchý. Protože kmitočet vstupního signálu přímo měřit nelze, vychází se z konstantní úměry $f_{osc} = f_{vst} + f_{mi}$ tak, že se měří kmitočet oscilátoru. Ten pak musí být vyhodnocen tak, že je indikován údajem o f_{mi} menším. Displej stupnice proto indikuje přesně kmitočet vstupního signálu.

První podmírkou přesnosti uvedené metody je přesně definovaný mf kmitočet – s výhodou se vychází z přesně definovaného a stabilního středního kmitočtu piezoelektrického mf filtru (obr. 58a). Signál oscilátoru se v obvodu impulsního tvarovače převede na pravoúhlý průběh a jako kmitočet se rychlým děličem vydělí na kmitočet, dále vhodný pro zpracování běžnou logikou. K vyhodnocení měřeného kmitočtu se užívá dekadický čítací, buď s jednoduchým nastavením, nebo reverzibilních. Podpůrné obvody jsou tvořeny přesnou časovou základnou, řízenou krystalem a předděličkou $:X$. Před-



nastavení čítací i podpůrné obvody ovládá řídicí logika, umožňující nastavit rozsah několika logickými signály.

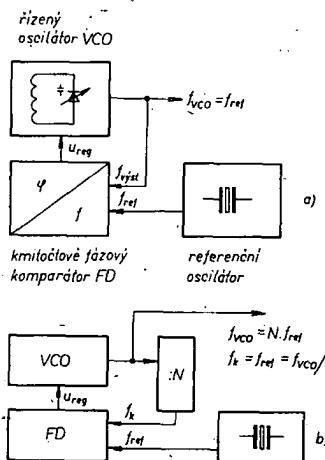
V souvislosti s obr. 58 uvažme možné řešení jednoduché stupnice s přednastaviteľným čítacem a 4místnou indikací do 110 MHz. Předpokládejme, že přijímač VKV je právě vyladěn na $f_{vst} = 70$ MHz, čemuž odpovídá $f_{osc} = 80,7$ MHz. Pro 4místnou indikaci použijeme čítací se čtyřmi dekádami, s mezní potřebnou kapacitou $N_{max} = 110,0$ MHz = 110. Rídící jednotka musí před startem každého měřicího cyklu, obr. 58b, zajistit přednastavení čítací na počáteční hodnotu $N_{poč} = 10 \cdot (110,0 - 10,7) = 993$. Od této počáteční hodnoty v okamžiku startu začíná čítací zvětšovat svůj obsah až k mezní kapacitě N_{max} , po jejímž dosažení skončí klesá k nule. Doba, za níž je obsah čítací vynulován, je proměnná. Závisí na právě nastaveném kmitočtu oscilátoru přijímače. Vždy však bude trvat právě 107 impulsů na hodinovém vstupu čítací. Ten ovšem v průběhu měřicího cyklu pracuje dál, proto znova (tentokrát od nuly) zvětšuje svůj obsah. Při $f_{osc} = 80,7$ MHz mu do konce pevně definovaného měřicího cyklu zbývá právě $807 - 107 = 700$ hodinových impulsov. Na konci měřicího cyklu je obsah všech čítacových dekád přenesen do mezipaměti a pak indikován displejem jako vyladěný vstupní kmitočet 070,0 MHz.

Pro zajímavost, univerzální obvod SDA5680 digitální stupnice pro KV, SV, DV, VKV a mf kmitočty 460 kHz a 10,7 MHz stojí v NSR asi 36 DM, stejně drahý je i k tomuto obvodu příslušný 5místný displej LCD. Domnívám se, že bez podobných obvodů nemá smysl digitální stupnice pro běžný rozhlasový přijímač vůbec stavět. Jednak proto, že s běžnými obvody a číslicovkami LED vychází příliš nákladná a pak proto, že při velké spotřebě proudu vzniká nebezpečí kmitočtového rušení vlastních obvodů přijímače.

Digitální tuner FM

V posledních letech se u špičkových zahraničních přijímačů setkáváme s reklamním označením např. Synthesizer – Tuner, PLL – Quarz – Digital – Tuner, Raster – Tuner atd., což všechno znamená, že jsou přijímače vybaveny číslicovým laděním. I když mají číslicovou stupnicí, značně se od předchozího řešení liší. Zatímco samotná číslicová stupnice je v podstatě pouze pasivním doplnkovým obvodem, jsou obvody v oblasti číslicového rádia v rozhlasových přijímačích něčím zcela novým, hlavně z hlediska perspektivy jejich dalšího vývoje. Na tom nic nemění fakt, že princip číslicového ladění je znám a užíván již poměrně dlouho, zejména v přistrojové, letecké a vojenské technice.

Základem číslicového ladění je opět využití smyčky fázového závěsu PLL. V rozhlasovém přijímači ho poprvé použila firma Scott v r. 1970. Princip využití PLL k realizaci skokově přeladitelného rastrového oscilátoru je na obr. 59 (pouze princip PLL). Signál VCO, za který dleme považujeme signál varikapy řízeného oscilátoru jednotky VKV, je kmitočtové fázové



Obr. 59. K rozboru přeladitelného rastrového oscilátoru PLL

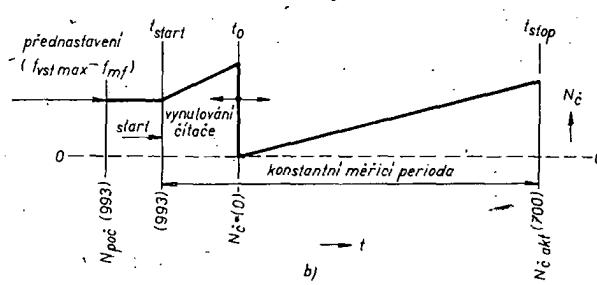
vým komparátorem udržován v přesném synchronismu s referenčním, velmi stabilním kmitočtem krystalového oscilátoru. Taková smyčka v uvažované aplikaci ovšem nemá praktický smysl, protože může generovat pouze signál jediného kmitočtu, shodného s f_{ref} . Vrádil-li se však do smyčky ovladatelný (programovatelný) kmitočtový dělič $:N$, obr. 59b, bude v synchronizovaném režimu kmitočet VCO vždy N krát vyšší než f_{ref} , přitom však stejně stabilní! Pokud lze VCO přeladit v širokém rozsahu, může v zásadě pracovat na jakémkoli harmonickém násobku referenčního kmitočtu f_{ref} . V praxi je samozřejmě žádoucí volit dělicí poměr $:N$ co nejmenší – tím se redukuje úroveň číslicového šumu smyčky, narušující spektrální čistotu kmitočtu f_{vco} , a doba, potřebná k dosažení ustáleného režimu smyčky.

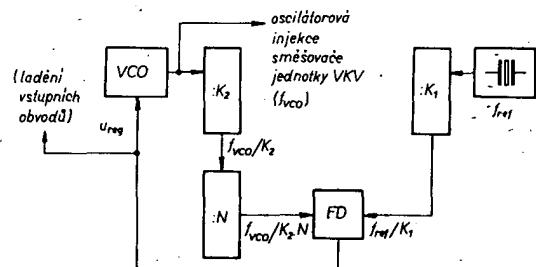
Je logické, že smyčka PLL nemůže být přeladována spojitě. K nastavení určitého kmitočtu f_{vco} je třeba přeprogramovat dělicí poměry jednotlivých dekád děliče $:N$. To ovšem není zásadní problém, protože jednotlivé vysílače v pásmu CCIR jsou uspořádány v kmitočtovém rastru po 100 kHz.

Projděme pro názornost zjednodušené schéma oscilátoru PLL, založené právě na využití rastru 100 kHz, obr. 60. Obdobně jako u digitální stupnice musí být signál o f_{vco} z jednotky VKV odebírán přes vhodný tvarovací obvod a rychlou kmitočtovou předděličku. Vycházejme z obvykle užívaného dělicího poměru 1:4, na obr. 60 zajišťovaného děličem K_2 . Pro zajištění rastru 100 kHz f_{vco} pak musí být referenční kmitočet f_{ref}/K_1 na vstupu FD roven $100 \text{ kHz}/K_2 = 25 \text{ kHz}$. Při libovolném referenčním krystalu lze tuto podmíinku splnit druhým předčadným děličem K_1 . Například pro $f_{ref} = 10 \text{ MHz}$ bude $K_1 = 10/0,025 = 400$.

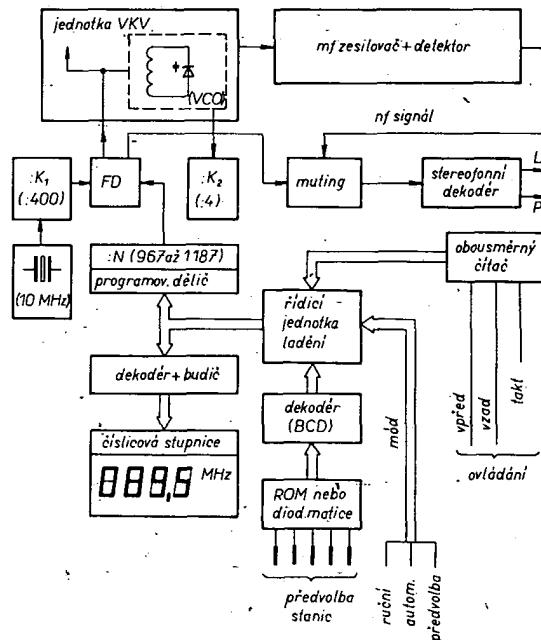
Nyní již můžeme stanovit požadovaný rozsah programovatelnosti hlavního děliče $:N$. Uvažujme CCIR, tj. rozsah $f_{vst} = 86$ až 108 MHz . Příslušný kmitočtový obor oscilátoru ($f_{osc} = f_{vst} + 10,7 \text{ MHz}$) je roven $96,7$ až $118,7 \text{ MHz}$, po vydělení předdělič-

Obr. 58. Stylizované blokové schéma číslicové stupnice s přednastaviteľným čítacem (a) a grafické znázornění (b) její činnosti





Obr. 60. Základní idea číslicového ladění rozhlasového přijímače



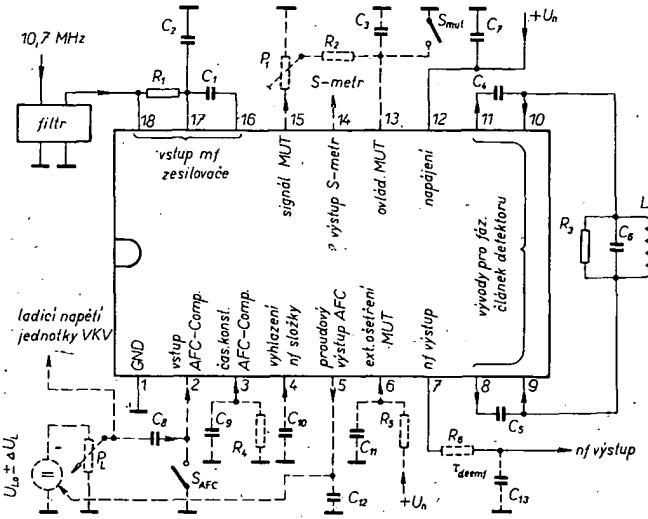
kou K_2 s konstantním poměrem 1:4 pak 24,175 až 29,675 MHz. Mezní požadované poměry programovatelného děliče N jsou

$$N_{\min} = 24\,175 : 25 = 967, \\ N_{\max} = 29\,675 : 25 = 1187.$$

Blokové zapojení přijímače s rastrem 100 kHz je na obr. 61. Zajímavé jsou problémy, ale i možnosti spojení s praktickým řešením číslicového ladění. Obdobu běžného ladícího knoflíku je s ohledem na nespojitě, rastrové ladění poměrně neúčelná a také obtížně realizovatelná. Snad nejsnazší je v tomto případě použit ladící potenciometr, ovládající programo-

vatelný čítač N prostřednictvím převodníku A/D. Častěji užívané a do značné míry efektivní jsou způsoby ladění, při nichž je klasický ladící knoflík zcela vyuštěn. Nahrazuje se buď programovacím klávesovým polem, nebo dvojicí tlačítka (vpřed, vzad), ovládající při potřebě přeladění přijímače stav programovatelného děliče přes pomocný, reverzibilní čítač (obr. 61). Princip je vhodný i pro automatické ladění. Ve srovnání s klasickými přijímači je poněkud komplikovanější řešení a nastavování obvodů předvolby stanic.

Podle mého názoru nepřináší číslicové, rastrové ladění z hlediska kvality zpracova-



Obr. 63. Jednotlivé vývody a základní vnější součásti obvodu A225D

Obr. 61. Zjednodušené blokové schéma číslicového rastrového ladění přijímače FM

vání přijímaného signálu FM nic nového, spíše naopak. Nelze přehlédnout problémy spojené s negativním vlivem činnosti smyčky PLL na vlastní obvody přijímače (kmitočtové rušení, vliv číslicového šumu smyčky na spektrální čistotu signálu oscilátoru a tím i šum a rušivé signály v demodulovaném nf výstupu). Přesné a stabilní výladění přijímače, které je původním smyslem celé koncepce, stejně jak vnější efekty, je drahé placeno neúměrným zkomplikováním celé konstrukce.

Přesto jsem přesvědčen, že číslicově laděné přijímače jsou největším koncepčním přínosem vývoje posledních desetiletí. UKazují totiž cestu, kterou může dosud vše či méně čistě analogová technika rozhlasových přijímačů využít ze slepé uličky prakticky uzavřeného vývojového cyklu.

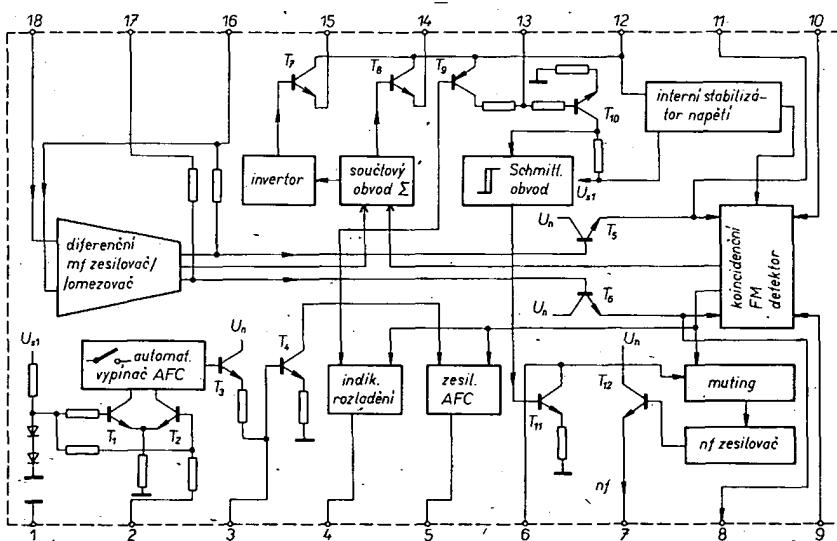
Integrovaný mf zesilovač/omezovač s pomocnými obvody, A225D

Při rozboru koncepce přijímače, popsaného v konstrukční části, jsem hledal vhodný typ mf.zesilovače pro díl FM. Jako nejvhodnější jsem vybral velmi účelně řešený obvod A225D z NDR, který je ekvivalentem známého obvodu TDA1047 fy Siemens. Na rozdíl od ostatních u nás běžně dostupných integrovaných obvodů zajišťuje vnitřní struktura A225D nejen základní funkce (mf.zesilovač/omezovač, koincidenční detektor), ale i soubor velmi účelných funkcí doplňkových (AFC-Computer, Muting, S-metr, signál automatického přepínání mono/stereo). Důsledkem je radikálně zjednodušení konstrukce celého dílu FM jakostního přijímače.

K obvodu A225D jsem bohužel přes veškeré úsilí nesehnal žádnou podrobnější literaturu. Jedinými zdroji informací byly stručný přehledový katalog RFT a [15]. Na základě téhoto pramenů a výsledků experimentálního ověřování však naštěstí bylo možné získat jak postačující představu o funkci vnitřní struktury IO, tak o možnostech jeho praktického využití.

Základní udávané parametry obvodu jsou v tab. 4. Hrubou orientaci o řešení vnitřní struktury A225D podává formou blokového schématu obr. 62, významy jednotlivých špiček a jejich základní vnější ošetření lze vysledovat z obr. 63.

Jádrem aktivní části obvodu je osmistupňový, stejnosměrně vázaný kaskádní diferenční zesilovač/omezovač. Jeho



Obr. 62. Blokové rozlišení vnitřní struktury obvodu A225D

Tab. 4. Základní parametry obvodu A225D

Mezní údaje	
Napájecí napětí U_{b} :	+4 až 18 V.
Mezní výstupní proud pro S-metr:	3 mA
Mezní výstupní proud I_{15} :	1 mA
Informační parametry (při $U_{\text{b}} = 12 \text{ V}$, $f_0 = 10,7 \text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$, $\Delta U_{\text{AFC}} = \text{fázovací článek } Q_0 = 35$, $C_0 = 470 \text{ pF}$, $C_v = 22 \text{ pF}$)	
Odběr proudu při $I_{14} = 0$:	< 15 mA
Demod. signál při $U_{\text{vst(m)}} = 10 \text{ mV}$:	> 300 mV
Vstupní mf signál omezený:	< 50 μV
Výstupní napětí U_{14} při $U_{\text{vst(m)}} = 16 \mu\text{V}$:	< 200 mV
Výstupní napětí U_{15} při $U_{\text{vst(m)}} = 10 \text{ mV}$:	< 700 mV
Cinitel zkreslení nf signálu při $U_{\text{vst(m)}} = 10 \text{ mV}$:	1,5 %
Potlačení AM při $U_{\text{vst(m)}} = 10 \text{ mV}$, $m = 0,3$:	> 48 dB

prahové vstupní napětí pro dosažení omezovacího režimu $U_{14} < 50 \mu\text{V}$. Neobvykle velký počet diferenčních stupňů souvisí s odvozením logaritmického průběhu výstupního signálu pro S-metr. Pro symetrický vstup mf zesilovače je typické vnější ošetření šípky 18, 17, 16. Šípky 17, 18 musí být galvanicky propojeny mimo IO. Při užití piezoelektrického mf filtru zajišťuje R_1 (obr. 63) současně impedanční přizpůsobení jeho sekundárního rezonátoru. C_1, C_2 zamezují záporné významné vazbě.

Na symetrický výstup omezovacího mf zesilovače navazuje přes dvojici emitorových sledovačů T_5, T_6 napáťově buzený, symetrický koincidenční detektor. Přesná symetrie celého přenosového kanálu účinně potlačuje vliv cizích napětí, šumů atd. na kvalitu demodulovaného signálu. Současně je zajištěna velká stabilita základní napěťové úrovni na výstupu detektoru. Zatímco přímý, amplitudově omezený mf signál je na koincidenční detektor vásně přímo interní strukturou IO, je doplňkový, fázově posuvovaný signál zajišťován externím fázovacím článekem nebo filtrem, k jehož vazbě na IO slouží šípky 8, 11 a 9, 10. Vidíme, že pro úplné ošetření obvodu, podílejících se bezprostředně na přímém zpracování mf signálu až po detekci, je zapotřebí pouze několika prvků R, C , na obr. 63 znázorněných plnými čarami.

My se nyní soustředíme především na obvodovou realizaci doplňkových funkcí, založenou v podstatě na zpracování dvou základních řídicích signálů, odebíraných z IO. Prvním z těchto signálů je ss napětí, úměrné velikosti anténního signálu vyláděného vysílače. Jak vypadá z obr. 62, přivádí se tento signál na součtový obvod dvěma cestami. První navazuje na jednotlivé stupně mf zesilovače. Výsledná celková úroveň tohoto signálu na příslušném vstupu součtového obvodu je v podstatě určena tím, kolik stupňů mf dílu právě pracuje v omezovacím režimu. Pro nejmenší antenní úroveň slouží druhá cesta, navazující na fázovací obvod koincidenčního detektoru. Shodnými vahovými poměry všech dílů, úrovně omezovacích signálů na vstupech součtového obvodu se dosahuje logaritmického průběhu ss napětí na výstupu součtového obvodu (šípka 14). Druhým z řídicích signálů je ss složka napětí na výstupu koincidenčního detektoru, přesněji vzařována velikost a smysl ($\pm \Delta U$) její odchylky od jmenovitého napětí U_0 . Tato odchylka je nulová při přesném vyládění přijímače na nosný kmitočet f_0 sledovaného vysílače.

Všimněme si nejprve zapojení automatického zapínání/vypínání AFC. Tato funkce, označovaná také jako AFC-Computer, umožňuje nezávisle na úrovni vstupního signálu přesně vyláditi přijímač na nosný kmitočet vysílače bez ručního spínání AFC. Na rozdíl od řady známých diskrétních řešení je realizace této funkce u A225D snadná: Jakákoliv změna polohy běžeče ladícího potenciometru (obr. 63) má za následek změnu náboje kondenzátoru C_8 , připojeného na jeden vstup diferenčního zesilovače s velkým vstupním odporem (šípka 2). Obvod reaguje na změnu $\Delta U_2 < 20 \text{ mV}$. Výstupem diferenčního zesilovače, tvořeného tranzistory T_1, T_2 , je přes prahový obvod, nezávisle na smyslu změny U_2 , otevírá sledovač T_3 , čímž současně spíná i tranzistor T_4 , blokující od tohoto okamžiku funkci zesilovače AFC s proudovým výstupem (šípka 5). Výstupní proud zůstává po celou dobu ladění konstantní, přesně rovný jmenovitému proudu při dokonalem vyládění. Zbylá podotknout, že při sepnutí sledovače T_3 se rychle nabíjí kondenzátor C_9 na šípce 3, který je součástí článku s časovou konstantou $R_4 C_9$. Napětí na šípce 2 se ustálí, výstupní signál diferenčního zesilovače se vyrůnají a T_3 se uzavře až při ukončení ladění. Od tohoto okamžiku se s časovou konstantou $R_4 C_9$ počíná výběr kondenzátoru C_9 směrem k nule.

Změní-li se napětí U_3 pod 0,6 V, uzavře se T_4 a AFC se opět samočinně zapína. To znamená, že proudová odchylka $\pm \Delta_5$ od jmenovité velikosti I_5 je znova funkci rozladění přijímače a řídí příslušné obvody AFC ve vstupní jednotce tak, aby toto rozladění bylo potlačeno. Trvale lze AFC vypnout (např. při nastavování předvoleb nebo při příjmu slabé stanice v těsné blízkosti silné) spojením šípky 2 se zemí (GND).

V praxi je výhodné používat výstup regulačního zesilovače AFC způsobem podle obr. 63. Proudový výstup $/_{\text{AFC}}$ ovládá velikost základního ladícího napětí U_1 . Nepoužívá se tedy samostatné doložování oscilátoru jednotky VKV, ale souběžné doložování všech, tj. v vstupních obvodech LC. Kromě snadného dosažení dobrého souběhu vstupy/oscilátoru je současně zajištěna prakticky konstantní strmost AFC v celém proladedaném kmitočtovém pásu.

Na základě praktických zkušeností lze uvést, že automatika AFC pracuje skutečně velmi dobře, dokonce tak, že činí zbytečným užívání indikátoru rozladění. Při návrhu regulační smyčky AFC je však třeba respektovat tři důležité okolnosti:

- Strmost proudové regulace $\pm \Delta_5$ a stabilita této regulace vůbec podstatnou měrou závisí na konkrétním provedení a stabilitě nastavení fázovacího článku koincidenčního detektoru. Zvláště pro amatérské konstrukce doporučují používat jednoduchý článek s doporučeným $Q_{\text{ef}} = 35$. Proti teoretické možnosti dosáhnout poněkud lepší linearity demodulátoru, použije-li se fázovací filtr, se přikláňí k možnosti obvod snadno a stabilně nastavit. V daném případě je strmost $\pm \Delta_5$ zhruba rovna 1 $\mu\text{A}/\text{kHz}$.
- K bezpečnému zajištění ideální odezvy doložovací automatiky bez zákmítových jevů je vhodné odváditi základní ovládaci signál pro šípku 5 samostatným potenciometrem (např. využitím tandemového uspořádání) pracujícím mimo regulační smyčku.
- Je třeba volit dostatečně velkou časovou konstantu $R_4 C_9$, aby se automatika nezapínala předčasně, ještě v průběhu pomalého ladění. Za vhodné považují $R_4 C_9$ asi 0,5 až 1 s.

Druhou užitečnou a velmi zajímavou řešenou doplňkovou funkcí je muting (šumová brána). Sledujme znovu nejprve obr. 62, 63. Šumová brána je řešena tak, aby potlačovala velikost demodulovaného nf signálu ze dvou odlišných příčin:

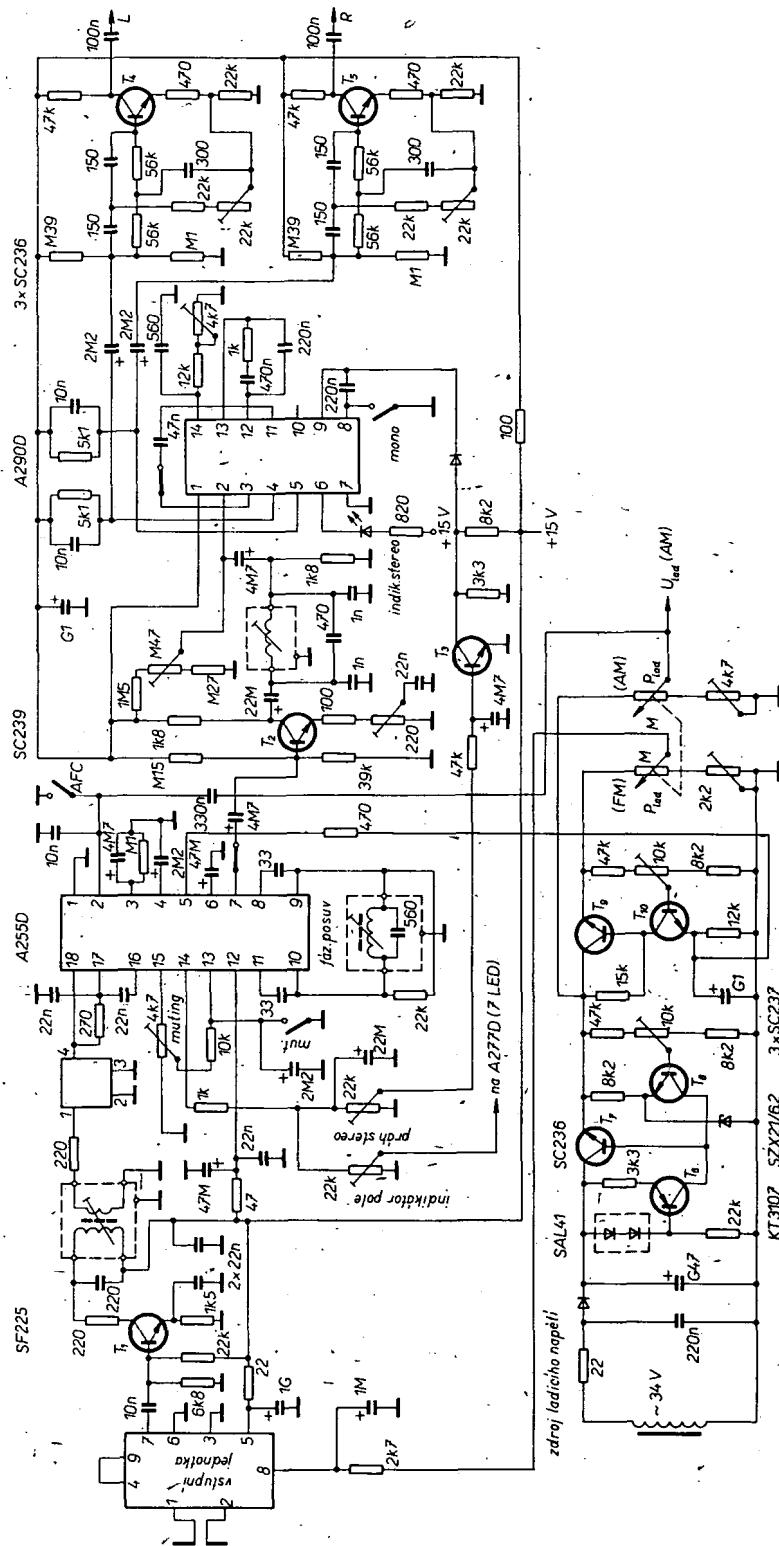
- při zmenšení úrovni vstupního signálu FM pod velikost, zaručující jeho jakostní zpracování;
- při dostatečné úrovni zpracovávaného signálu, ale při špatném vyládění přijímače (mimo střed demodulační S-křivky), jehož důsledkem je například zkreslení nf signálu.

Sledujme nejprve možnost realizovat funkci b). Demodulovaný nf signál je z výstupu koincidenčního detektoru veden na tři různé stupně, na vlastní spínač muting, na obvod zesilovače AFC a na indikátor rozladění. Všechny mají charakter řízených proudových zdrojů. Nás nyní zajímá především indikátor rozladění, pracující současně jako obvod absolutní hodnoty – převádí napěťovou odchylku ss složky $\pm \Delta U_2$ na výstupu detektoru na proud jediného smyslu. Při přesném vyládění je tento proud nulový, v opačném případě nezávisle na smyslu rozladění $\pm \Delta f$ se zvětšuje úměrně s rozladěním. Výstupní proud indikátoru rozladění ovládá (přes T_9) velikost napětí na šípce 13 a současně přes T_{10} stav hysterického Schmittova obvodu. Ten konečně přes spínač T_{11} přepíná obvod šumové brány. Jedině při správném nastavení může být na šípce 13 napětí blízké nule a Schmittův obvod v takové poloze, která dovoluje přenos nf signálu na výstup obvodu (šípka 7).

Aby ovšem obvod muting mohl reagovat i na nepříměřené zmenšení či úplnou ztrátu vstupního nf signálu, je pro ovládání vstupu Schmittova obvodu na šípce 15 k dispozici další vhodný signál. Je odvozen z výstupu součtového obvodu a v podstatě je to zesílený a invertovaný signál, který je k dispozici na šípce 14 pro ovládání S-metru. Na šípce 15 je tedy k dispozici ss napětí, které je tím menší, čím větší je úroveň vstupního nf signálu. Toto napětí se vně IO, přes P_1, R_2 přivádí na šípku 13. Nastavením P_1 lze nastavit prahovou úroveň signálu, při které spíná šumová brána a nf výstupní signál prochází na šípku 7. Nastavení prahu je však třeba respektovat tři důležité okolnosti:

Na základě praktických zkušeností lze uvést, že automatika AFC pracuje skutečně velmi dobře, dokonce tak, že činí zbytečným užívání indikátoru rozladění. Při návrhu regulační smyčky AFC je však třeba respektovat tři důležité okolnosti:

Význam zbyvajících externích prvků na obr. 63 je už jistě zřejmý. Elektrolytické kondenzátory zajišťují potřebné časové konstanty jednotlivých obvodů. Kondenzátor C_{10} na šípce 4 filtrace signálovou nf složku na proudovém indikátoru rozladění. Obdobně filtrace a příslušnou časovou konstantu ovládacího napěťového signálu na vstupu Schmittova obvodu šumové brány tvoří i kondenzátor C_3 na šípce 13. Filtrací musí být pochopitelně i výstup regulačního zesilovače AFC, viz C_{12} na šípce 5. Prvky R_5, C_1 , vhodně upravují časový průběh odezvy a účinnosti šumové brány. Zatímco C_{11} zajišťuje plynulé, spojité změny úrovně nf signálu při přechodech mezi aktivním a pasivním režimem brány, odpor R_5 umožňuje zmenšit potlačení nf signálu v případě, kdy je muting aktivní. Pak je možné (zeslabené) sledovat i signály takových vysílačů, jejichž signál je pod trimrem P_1 , nastavenou



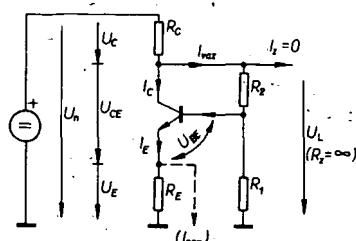
prahovou úrovňi. To umožnuje interní emitorový rezistor T_{11} (obr. 62). Není-li R_5 použit, je útlum těchto signálů tak velký (> 60 dB), že jsou na špičce 7 úplně potlačeny. K ručnímu vypínání šumové brány je možno, podobně jako pro výfazové funkce AFC-Computeru, použít jednoduchý spínač S_{mu} . Představu o možnostech praktického využití obvodu A225D doplní a upřesní schéma mf dílu přijímače RS 5001 (obr. 64).

Zapojení mf zesilovače a detektoru FM RS 5001

Z obr. 64 vidíme, že celé zapojení tohoto poměrně velmi jakostního dílu je velmi jednoduché. Lineární část s tranzistorem T_1 nevyžaduje komentář, plně využito 3.38 = 114 kHz (omezení rušení stereofonního příjmu sousedními stanicemi) na stereofonní dekodér A290D v klasickém zapojení [16]. Dekódované signály obou kanálů L, P procházejí po deemfázaci

dvojic aktivních nf filtrů s tranzistory T₄, T₅. Jejich přenosová charakteristika je příslušnými odporovými trimry nastavována na minimum při 19 kHz. Výstupní signál pro S-metr s dynamikou přes čtyři dekády je indikován nezakresleným 7místným displejem LED, využívajícím obvodu A277D.

Zvláštní pozornost zasluhují obvody AFC, proto že je ve spodní části schématu zapojení zdroje ladicího napětí. Jeho první část (T_6, T_7, T_8), na naše poměry řešená poměrně těžkopádně, představuje základní napěťový stabilizátor $+30\text{ V}$. Toto napětí slouží jednak přímo pro ladění varikapů dílu AM (obr. 50), jednak jako referenční normál U_{ref} pro kombinovaný regulační obvod ladění + AFC dílu VKV. Tento obvod, tvořený druhou částí zdroje (T_9, T_{10}), je naopak řešen velmi vtipně. V podstatě je to konverzní obvod $\Delta/\Delta U$, umožňující vhodné přizpůsobit univerzální průdový výstup AFC obvodu A225D (špička 5) k ovládání AFC vstupní jednotky VKV. Pro základní představu o funkci tohoto neobvyklého a praktického zapojení se pokusme o jeho rozbor (náhradní schéma je na obr. 65).



Obr. 65. Zjednodušené náhradní schéma činnosti regulačního obvodu

Zanedbáme-li pro přehlednost vliv napětí U_{BE} a uvažujeme idealizovaný tranzistor ($R_{BE} \rightarrow 0, \beta \rightarrow \infty$), umožňující předpokládat $I_C = I_E, I_C \gg I_{VZ}$, platí při nezatíženém výstupním obvodu rovnosti

stupňového vývodu řízení.
 $U_C = I_C R_C$ a $U_E = I_E R_E$, tj. $U_C/U_E = R_C/R_E$, nezávisle na absolutních hodnotách R_C , R_E . Pro určité napájecí napětí U_n a zvolený poměr R_C/R_E jsou absolutní hodnoty U_C , U_E a tím i výstupní napětí U_L určeny přenosem zpětnovazební smyčky, tvořené děličem R_1 , R_2 . Protože vždy platí

$$U_L = U_N - U_C \cdot a \quad U_C = U_E R_C / R_E,$$

Dosazením úměry $U_E = U_1 R_1 / (R_1 + R_2)$, vyplývající z funkce zpětnovazební smyčky, lze pro výstupní napětí U_L odvodit vztah

$$U_L = U_N / \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_C}{R_C} \right)$$

Bude-li vstupní napětí konstantní, tj. $U_N = U_{\text{ref}}$, bude konstantní i U_L . Zavedeme-li však do emitorového obvodu regulační smyčky proud I_{req} (obr. 65 čárkováně), lze jím proporcionalně ovládat velikost výstupního napětí U_L . Obvod tedy pracuje jako proudově/napěťový převodník, jež hož pracovní strmost $\Delta U_L / U_{\text{ref}} = f(\Delta I_{\text{req}})$ lze ovládat volbou poměru základních proudů $I_{\text{ref}} / I_{\text{req}}$.

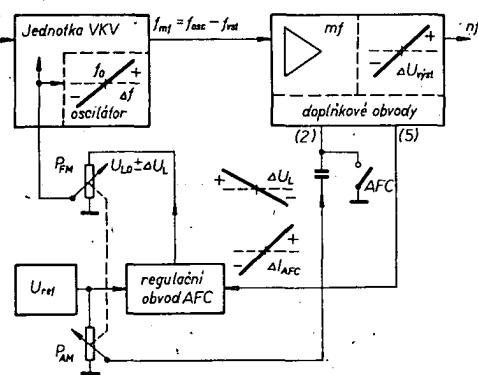
proudu I_{reg} co- Regulačním proudem je v obr. 64 proud I_{reg} zaváděný do emitorového obvodu T_{10} ze špičky 5 obvodu A225D. Tranzistor T_9 , v. náhradním schématu neuvažovaný, odstraňuje nutnost velkého poměru I_C/I_{Vz} a současně umožňuje výkonově zatížit výstupní obvod proudem I_L . Časová konstanta regulační smyčky je dána rezisto-

rem $12 \text{ k}\Omega$ a kondenzátorem $100 \text{ }\mu\text{F}$ v emitorovém obvodu T_{10} .

Z činnosti regulačního obvodu lze odvodit i činnost celé smyčky AFC. Už proto, že ani v katalogu RFT není smysl průvodové odchyly f_{AFC} jako funkce smyslu rozladění f_{mf} uveden. Vyděme z blokového schématu na obr. 66 a předpokládejme, že celý přijímač je nesprávně nastaven, např. tak, že oscilátor jednotky VKV kmitá poněkud „výš“, než vyžaduje přesné nastavení na sledovaný vysílač. To znamená, že skutečný střední mf kmitočet $f_{\text{mf}} = f_{\text{osc}} - f_{\text{st}}$ bude také mírně vyšší než $10,7 \text{ MHz}$. Začne-li nyní působit AFC, bude počáteční proud I_{AFC} poněkud větší než jeho základní velikost při vypnutém AFC nebo přesném nastavení. Tím se poněkud změní emitorové napětí T_{10} a tedy i ladící napětí U_L . Kmitočet oscilátoru se tedy snižuje, smyčka jej neustále řídí tak, aby se co nejvíce přiblížil k žadanému $f_{\text{osc}} = f_{\text{st}} + 10,7 \text{ MHz}$.

Všimněme si, že k ovládání automatiky zapínání/vypínání AFC se používá již popsaná metoda. Potřebné změny ss napětí vznikají na běžci souběžně laděného potenciometru dílu AM, který pracuje mimo regulační smyčku AFC. Tak je jednoduše

Obr. 66. Blokové schéma regulační smyčky AFC



zajištěn ideální aperiodický průběh odesívy smyčky bez jakýchkoli základních.

Na tomto místě již musíme teoretickou část příspěvku uzavřít. Jejím hlavním cílem bylo přimět začínající nebo nespecializované čtenáře k hlubšímu zamýšlení nad koncepčními problémy konstrukce rozhlasového přijímače, k úsilí o získání určitého náoru na požadavky na jeho jednotlivé funkční bloky a jejich vzájemné souvislosti. Předpokládal jsem, že většina čtenářů AR má alespoň základní znalosti

v této oblasti. Na nějsem se snažit navázat rozbořem vnitřní struktury vlastnosti a příkladu využití obvodů A244D a A225D, tvořících „grunt“ navazující praktické konstrukce. Měly by tak být vytvořeny předpoklady k úspěšné práci i těch čtenářů, kteří teoretickým rozborům příliš neholdují a nemají zatím ani zvláštní praktické zkušenosti. Je však třeba zdůraznit, že pro začátečníky tato poměrně rozsáhlá konstrukce určena není.

KONSTRUKČNÍ ČÁST

Amatérský monofonní přijímač AM/FM

Jak jsem již uvedl, budeme se zabývat konstrukcí kompletní včetně jakostního přijímače AM/FM v monofonním provedení. Na rozdíl od ostatních stavebních návodů v AR tedy nevycházíme vstříc stereofonním naděncům, ale naopak těm, kteří si chtějí poměrně levně postavit a používat přijímač se slušnými parametry ve všech vlnových pásmech. Nebudeme tedy těžit ze stereofonie, ale z toho, co mnozí odborníci označují za její největší přínos, tj. z důrazu na jakost dílčích obvodů a tím i přijímače jako celku (obecné zlepšení citlivosti, reálné selektivity, výkonové rezervy nf části s nepatrným zkreslením atd.). Domnívám se, že takto koncipovaný přijímač má stále nárok na existenci a že vhodné doplnění mezeru mezi levými „kuchyňskými“ přijímači a poměrně drahými stereofonními přijímači průměrných vlastností na našem trhu. O tom, zda mu předkládané řešení vyhovuje nebo ne, se musí ovšem rozhodnout každý sám.

Blokové schéma

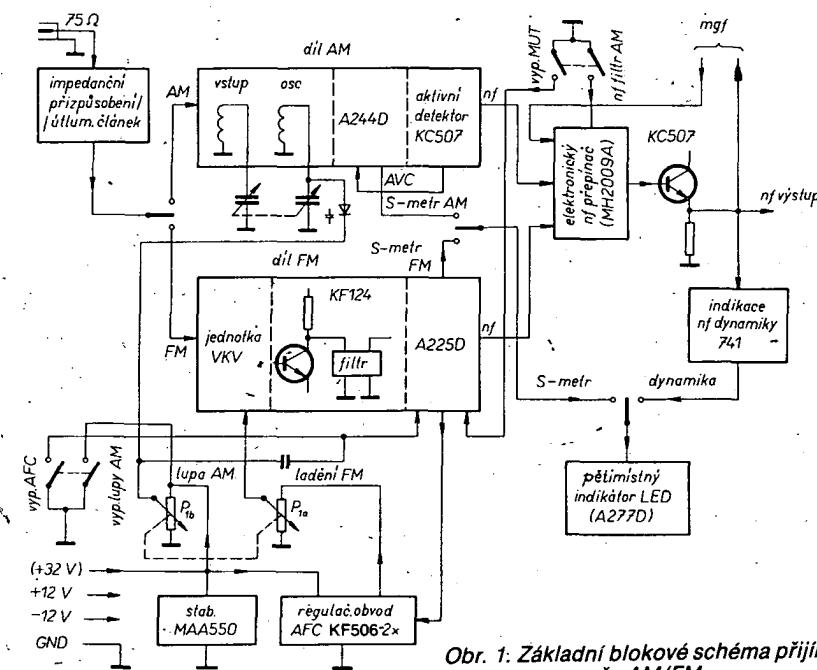
Přejděme přímo k popisu a zdůvodnění koncepce celého přijímače (obr. 1). Díl AM je řešen pro tři vlnové rozsahy, KV1, KV2 a SV. Krátkovlnné rozsahy „rozumné“ pokrývají nejzajímavější pásmo (25, 31, 41 a 49 m) a splňují požadavky pohodlného ladění na jedné a požadavky na optimální využití klasické směšovací konceptce s nízkým mf kmitočtem na druhé straně. K ladění se v všech rozsazích AM používá dvojitý ladící kondenzátor. Od víceméně standardního zapojení dílu AM se liší pouze aktivní tranzistorový detektor AM.

Problémy amatérské stavby kombinovaných několikarozsahových přijímačů AM/FM jsou zřejmě jak v mechanické, tak technologické oblasti. Jedním z důvodů, proč se na stránkách AR s obdobnými konstrukcemi vůbec nesetkáváme, je jistě nedostupnost obdobny cívkových souprav z minulých let, včetně příslušné radioelektronické „bižuterie“. Proto slouží v popisovaném přijímači k přepínání rozsahů běžná tlačítková souprava Isostat. Tlačítka jsou jednou stranou zapojena do základní desky s plošnými spoji, z druhé strany je k nim opět pájením upevněna deska s plošnými spoji cívkové soupravy AM. Toto řešení se osvědčilo jak z hlediska elektrických parametrů, tak robustnosti, spolehlivosti a přehlednosti konstrukce.

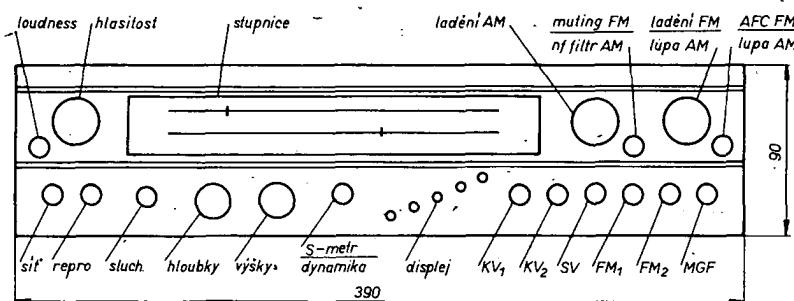
Pásmo FM je rozděleno do dvou samostatných pásem, volitelných tlačítka FM1 (OIRT) a FM2 (CCIR). K plynulému ladění se používá tandemový potenciometr. Je-

den díl potenciometru mění ladící napětí pro jednotku VKV, druhý se používá jednak pro automatiku AFC, jednak k ovládání kmitočtové lupy v pásmech AM.

Problémem, na němž závisí v současné době úspěch stavby přijímače FM, je především konstrukce jednotky VKV. Aby byla stavba přijímače vhodná pro nejširší okruh čtenářů, rozhodl jsem se použít předladěnou tovární jednotku TESLA. Cena tohoto solidního výrobku (používá se např. v přijímači Soprán) je asi 300 Kčs; domnívám se, že možnost získat snadno tuto (nebo jinou podobnou) vstupní jednotku činí vývoj a konstrukci jednotky s tuzemskými tranzistory zcela neúčelnými. Mf díl využívá obvodu A225D, mf selektivitu zajišťuje jakostní filtr SFW 10,7 MA (získaný z inzerce v AR). Jednoduchý stabilizátor ladícího napětí je osazen MAA550, k ošetření AFC slouží tranzistorový konverzní obvod. Kontakty tlačítek FM1, FM2 a MGF se používají



Obr. 1. Základní blokové schéma přijímače AM/FM



Obr. 2. Ovládací prvky a jejich předpokládané rozmištění na panelu přijímače

Obr. 3 je na str. 190

jednak k přepínání rozsahů a jednak slouží k vytvoření logického pole, ovládajícího především přepínání ní kanálů (AM, FM, MGF) elektronickým přepínačem MH2009A. Logické kontaktové pole se dále používá i k přepínání napájecích napětí a pomocných funkcí. MH2009A je využit i k ovládání pasivního šumového filtru RC pro příjem v pásmech AM.

Přijímač je dále vybaven pětimístným displejem LED k indikaci funkcí S-metr, nf dynamika. Indikátor se skládá z MAA741 a A277D.

Celý přijímač je postaven na desce s plošnými spoji. Po doplnění přijímače nf zesilovačem a dynamickým reduktorem šumu bude jeho čelní panel uspořádán podle obr. 2. Tlačítka přepínače rozsahů jsou stejně jako tlačítka volby mód displeje (S-metr/dynamika) na desce s plošnými spoji. Sdružená tlačítka k přepínání příbližně srovnatelných funkcí pro pásmo AM i FM (muting/nf filtr, AFC FM/lupa AM) budou včetně displeje připevněna na subpanelu. Ostatní prvky na obr. 2 s nyní popisovaným dílem přijímače přímo nešouvisejí.

Popis zapojení

Začneme dílem AM. Podrobný popis obvodu A244D v předchozím textu umožňuje soustředit se na zajímavé a méně obvyklé obvodové detaily.

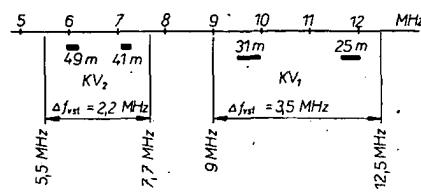
Díl AM přijímače (obr. 3) je laděn dvojtým kondenzátorem, jehož sekce mají různou kapacitu (obr. 4). To je výhodné z hlediska souběhu s linearity rozsahu SV, současně však i problémem z hlediska ladění obou rozsahů KV (obr. 5). Relativně velmi malá potřebná předaditelnost a výhodná kmitočtová poloha KV1 a KV2 se však přiznivě promítají v možnosti dosáhnout rovnoměrnosti úrovně a spektrální čistoty signálu oscilátoru, kmitočtové stability a pohodlného ladění i snadného čtení na stupnicí. Při dobrém souběhu je zajištěno i přijatelné potlačení zrcadlových signálů. Právě z posledního důvodu je na rozdíl od běžné praxe použito poněkud složitější uspořádání, které i při nešouměrném ladícím kondenzátoru umož-

ňuje v pásmech KV optimalizovat jak vlastní souběh vstupního a oscilátorového obvodu, tak kmitočtový průběh stupnice. Princip zjednodušené postihuje obr. 6, kapacity vstupního obvodu LC jsou kresleny čárkovaně.

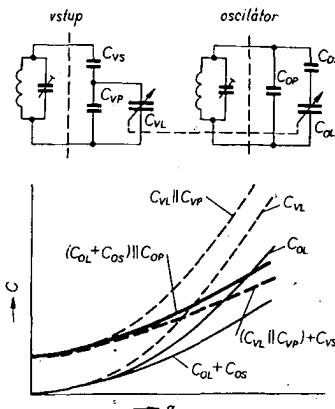
Na rozsazích KV jsou potřebné předaditelnosti f_{max}/f_{min} vstupního i oscilátorového obvodu prakticky shodné, v našem případě navíc poměrně malé. Je proto třeba redukovat nejen příliš velký poměr mezních kapacit obou částí ladícího kondenzátoru, ale i jejich odlišné kapacity při určitém úhlu natočení. Uvažujme nejprve obvod oscilátoru. Předaditelnost C_{OL} vlivem natočení hřídele lze ovlivňovat sériovým kondenzátorem C_{OS} , viz průběh výsledné kombinace $C_{OL} + C_{OS}$. V praxi je však výhodné optimalizovat sériovým kondenzátorem C_{OS} především průběh (linearity) stupnice. Předaditelnost pak v zásadě určuje paralelní souběhový kondenzátor C_{OP} (viz obrázek).

Vstupní díl ladícího kondenzátoru s větší strmostí změny kapacity i s větší mezní kapacitou je využit poněkud odlišně. Kladicí kapacitě C_{VL} je nejprve paralelně připojen kondenzátor C_{VP} . Všimněme si, že zatímco sériový kondenzátor v obvodu oscilátoru ovlivňuje průběh výsledné kapacity ladícího kondenzátoru především při větších úhlech natočení hřídele, paralelní souběhový kondenzátor C_{VP} upravuje průběh kapacity výsledné kombinace $C_{VL} \parallel C_{VP}$ především při malých úhlech natočení. Předaditelnost pak zásadním způsobem určuje sériový kondenzátor C_{VS} .

Zatímco volbou kapacity kondenzátorů C_{OS} , C_{OP} ovlivňujeme především linearity stupnice přijímače, optimalizaci C_{VP} , C_{VS} zajišťujeme co nejlepší souběh vstupního a oscilátorového obvodu. V praxi je třeba usilovat o vhodný kompromis. K volbě souběhových prvků nelze však přistupovat v žádném případě experimentálně. Pro naši potřebu jsem odvodil jednoduchou graficko-početní metodu, založenou na postupné optimalizaci souběhu. V první fázi je optimalizována závislost kmitočtu oscilátoru na úhlu α natočení hřídele kondenzátoru tak, aby bylo dosa-



Obr. 5. K výběru rozsahů KV1, KV2



Obr. 6. Princip zapojení, použitého k úpravě souběhu na rozsazích KV a zjednodušené znázornění vlivu jednotlivých prvků

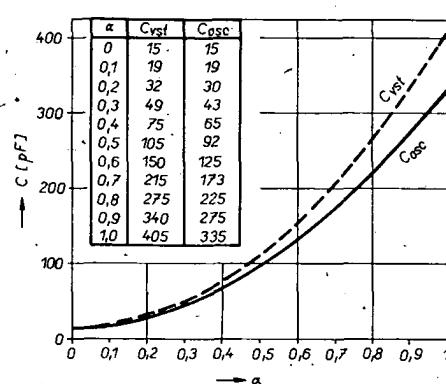
zeno esovité, symetrické funkce s pokud možno minimální mezní odchylkou od její lineární aproximace. Pak v několika navazujících krocích se vyhledá optimální přizpůsobení souběhu vstupního obvodu. Uvedeným způsobem zjištěné a prakticky ověřené kapacity souběhových kondenzátorů jsou na obr. 3.

Anténní vazba vstupních obvodů KV je volná, s malou impedancí, se vzestupným převodem. Její užití je založeno na malé poměrně předaditelnosti obou rozsahů KV. Vazební cívky pro přizpůsobení symetrického vstupu A244D jsou těsně na studeném konci L_{rez} .

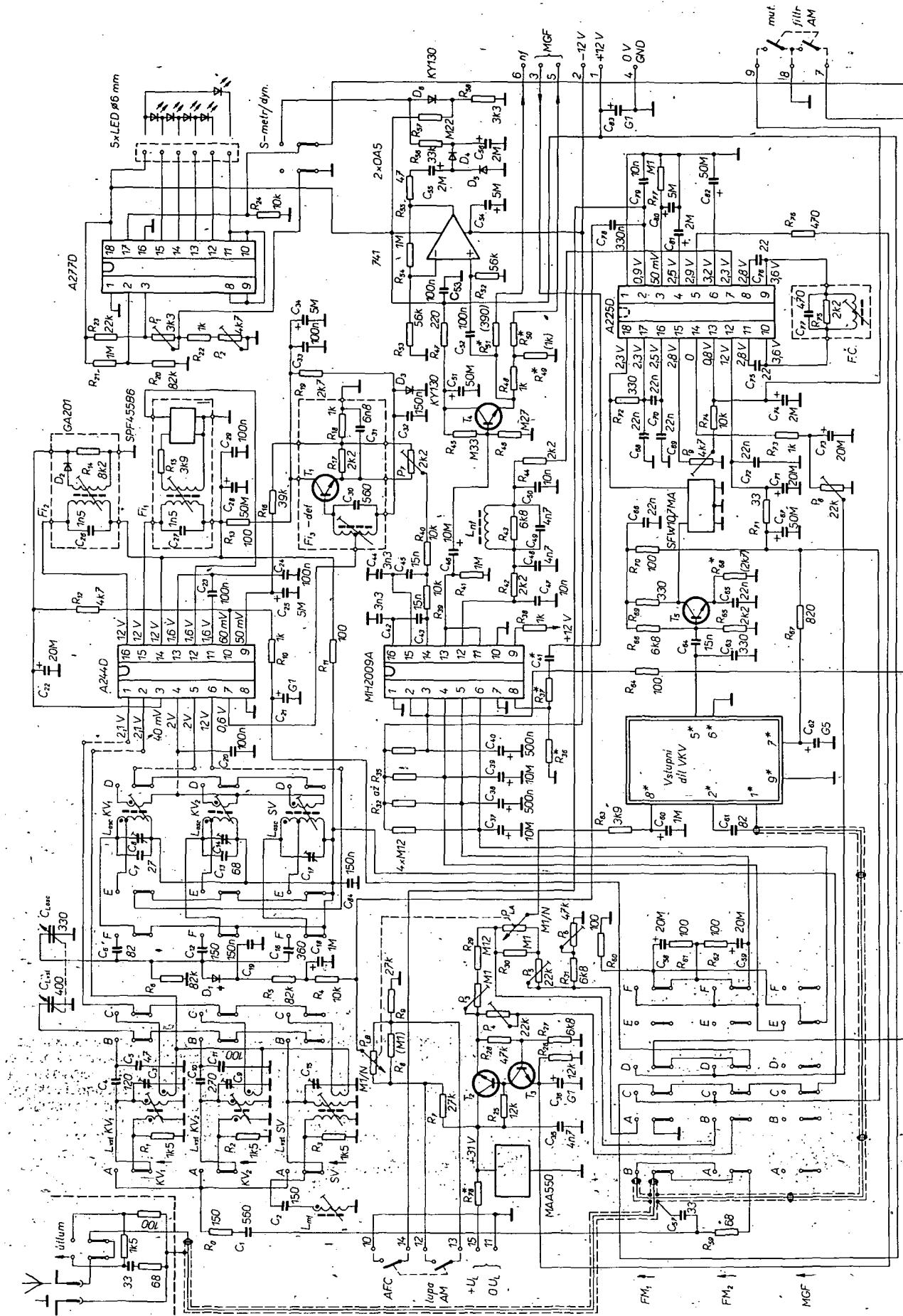
Provedení cívek pro KV je na obr. 7. Východiskem ke stanovení transformačních poměrů jednotlivých vinutí byly základní parametry A244D včetně vnitřní struktury obvodu a odhadnutá Q_0 (návrh se podobá návrhu Meissnerova oscilátoru). Praktická optimalizace pak spočívá ve snaze dosáhnout minimálního tvarového zkreslení signálu oscilátoru na vývodu 5 A244D při zhruba konstantní efektivní úrovni (asi 150 až 250 mV), pokud možno nezávislé na poloze ladícího kondenzátoru.

Cívky středovlnného rozsahu jsou na obr. 8. U vstupního obvodu je použita obvyklá volná indukční vazba s velkou impedancí. Ke zlepšení již tak velmi dobrého potlačení signálu mf kmitočtu je navíc v pásmu SV použit odlaďovač (L_{mf}, C_1) .

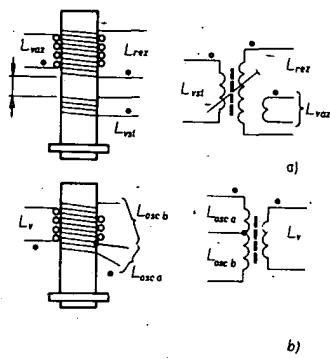
Všechny cívky a příslušné kondenzátory (vst/osc) jsou upevněny na pomocné desce s plošnými spoji, tvořící nosnou část cívkové soupravy, která je uchycena pájením k hornímu vývodům tlačítek přepínače rozsahů. Na základní desce s plošnými spoji jsou z prvků laděných obvodů pouze ladící kondenzátor a doladovací kapacitní trimry. Jak do základní, tak do pomocné desky jsou zapájeny pouze potřebné kontakty přepínačů (tlačítek),



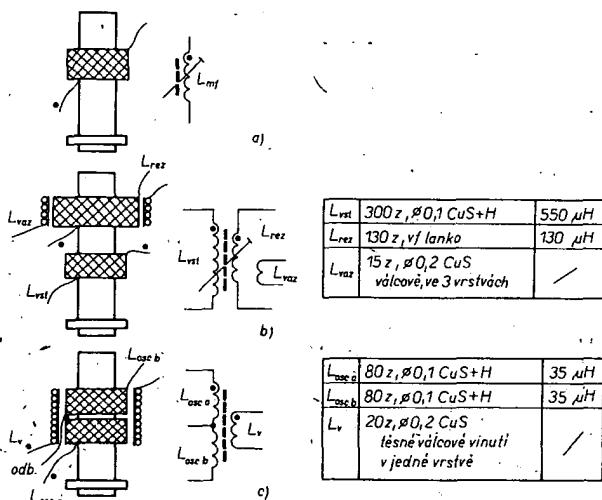
Obr. 4. Průběh kapacit C_{VS} , C_{OSC} ladícího kondenzátoru 1PN 705 57 (včetně kapacit přívodů - 8 pF)



Obr. 3. Celkové schéma zapojení přijímače AM/FM



Obr. 7. Provedení cívek pro KV1 a KV2. U vstupních cívek L_{vaz} vinutí od „studeného“ konce L_{rez} . Všechna vinutí mají stejný smysl; s výjimkou L_v oscilátoru KV1 jsou vinuta těsně závit vedle závitu

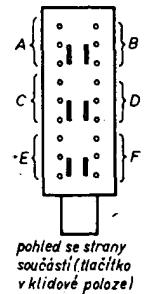


Obr. 8. Cívky pro SV; a) cívka mf odladovače, L_{mf} , vinutí křížové šířky 4 mm, 300 z drátu o Ø 0,1mm CuL+H, indukčnost (orientačně) bez jádra asi 550 μ H; b) L_{vst} SV, c) L_{osc} SV, cívky L_{osc} a $L_{osc\ b}$ těsně vedle sebe, odbočka vytvořena jejich sériovým spojením. Všechna vinutí mají stejný smysl, šířka křížové vinutých cívek je 4 mm, indukčnosti cívek jsou orientační a platí pro cívky bez jádra

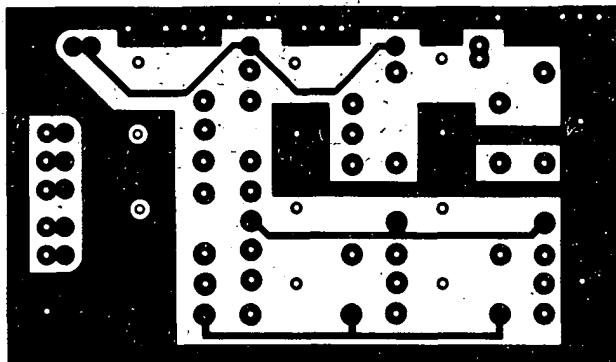
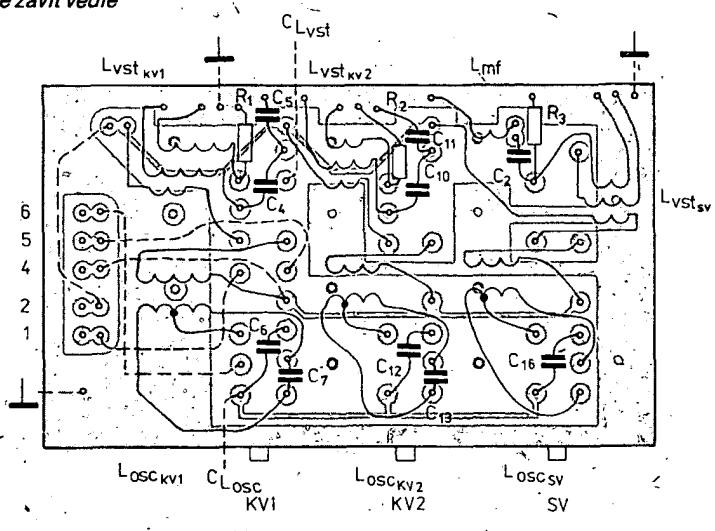
ostatní jsou odštípnuty (obr. 9, 10, 11 a 12).

Je užitečné všimnout si blíže způsobu přepínání vlnových rozsahů. Všechna tlačítka na obr. 3 jsou zakreslena ve vypnuté poloze. Jednotlivé přepínací sekce tlačitek jsou jak v elektrickém, tak montážním schématu označeny pro lepší orientaci písmeny A až F. Antennní signál AM je paralelně rozváděn na horní konce přepínacích sekcí A. Nejsou-li tlačítka KV1, KV2 nebo SV vybavena, jsou vždy živé konce příslušných cívek L_{vst} , L_{rez} vzájemně propojeny a obě cívky jsou tlumeny rezistory R_1 až R_3 , což umožňuje redukovat parazitní rezonance právě nezapojených vstupních obvodů LC . Ladici kondenzátor se k rezonančním obvodům jednotlivých rozsahů připojuje sériovým zapojením sekcí B tlačitek. Kontakty sekcí C připojují příslušná vazební vinutí na symetrické vstupy 1, 2 A244D. Zbyvající tři sekce na každém z tlačitek AM přepínají oscilátor. Sekce F zajišťuje připojení C_{osc} k příslušnému rezonančnímu obvodu, ostatní nevybavené a tudíž parazitní obvody LC jsou přitom vždy sekciemi F tlačítka zkratovány. Sekcemi E se připojují k A244D odbočky L_{osc} , sekce D připojují živé konce oscilátorových vazebních vinutí na vývod 5 obvodu A244D.

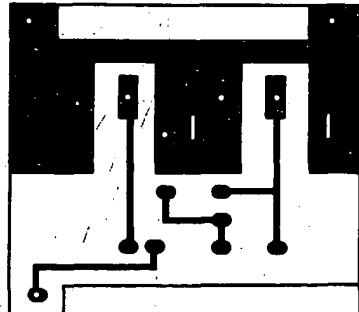
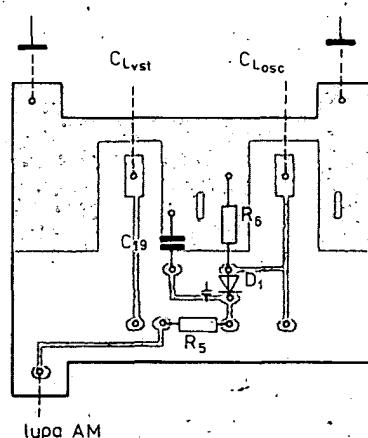
S obvodem oscilátoru přímo souvisí i pomocná deska s plošnými spoji, připá-

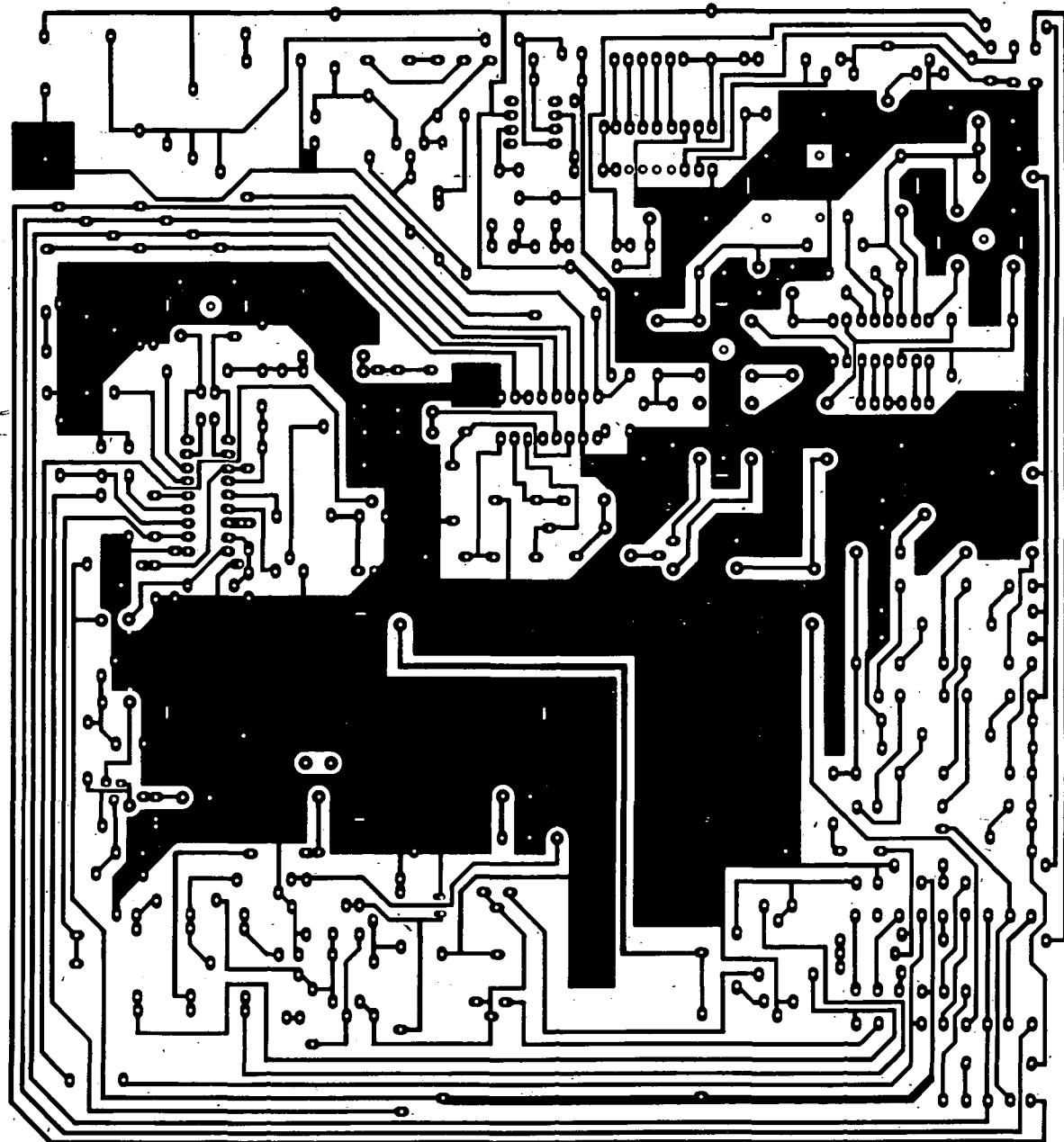


Obr. 11. Pracovní označení přepínacích sekcí tlačitek cívkové soupravy (KV1 a 2, SV, FM1 a 2, MGF)

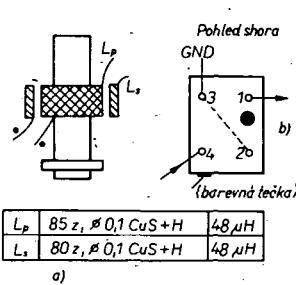
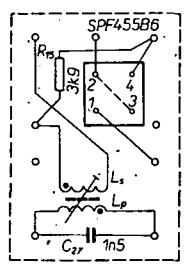


Obr. 12. Desky s plošnými spoji cívkové soupravy a ladícího dílu AM (lupa AM) (skutečná velikost) a jejich osazení součástkami (desky S211, S212). Součástky pájeny ze strany spojů!



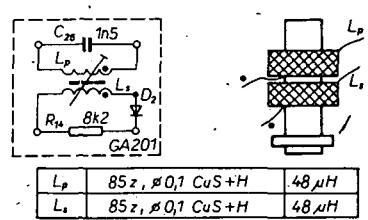


Obr. 9. Deska s plošnými spoji přijímače S210 (zmenšeno), skutečný rozměr 230×215 mm

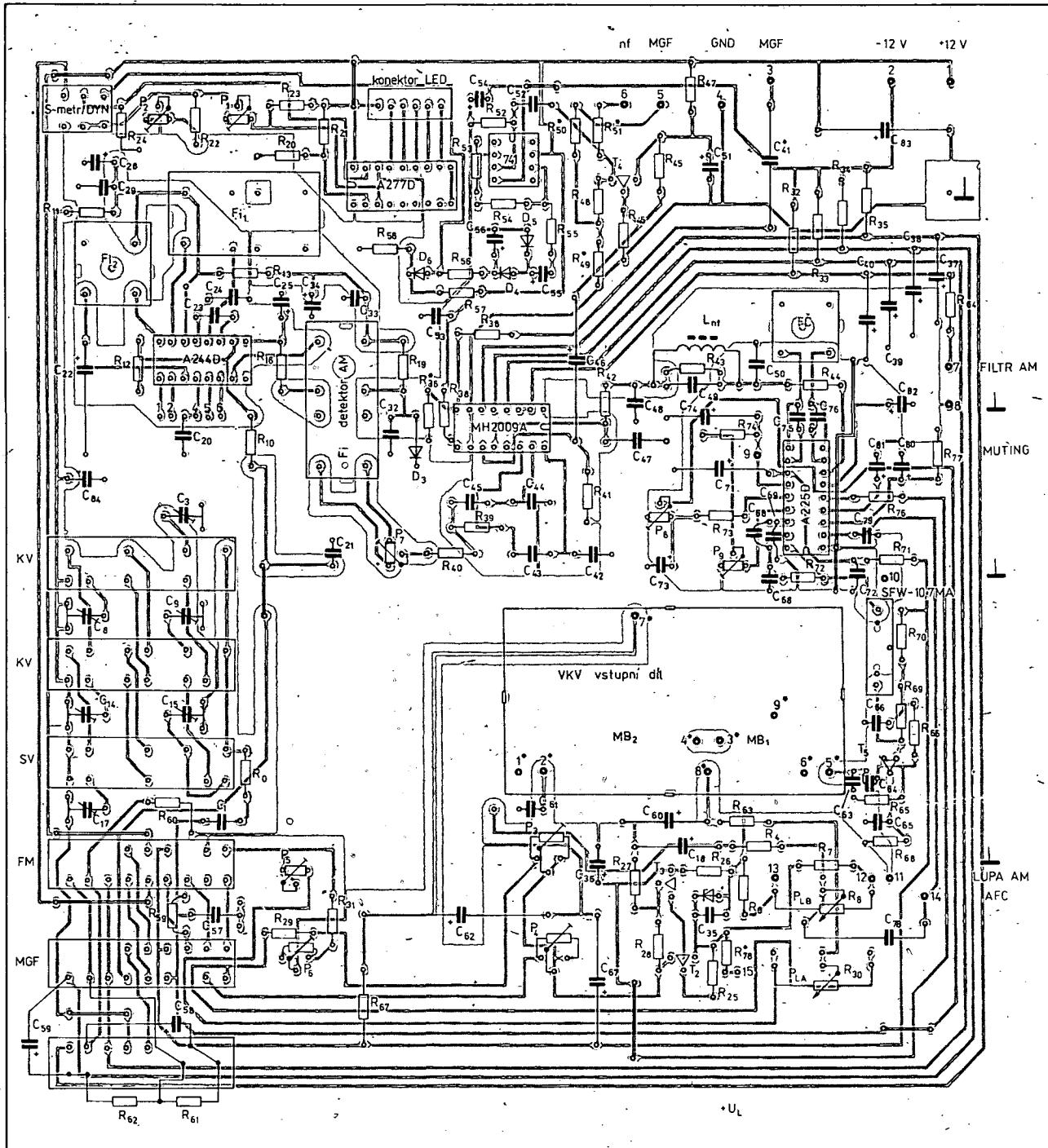


Obr. 13. Provedení filtru F_1 (a) a zapojení vývodů filtru SPF455B6 (modré pouzdro, zelená zálivka). Ka): L_p na L_p , obě křížové, šířka vinutí 4 mm, pohled na filtr ze strany součástek, celý filtr F_1 , v krytu

jená na vývody ladícího kondenzátoru. Na ní je umístěn obvod lupy AM k jemnému dolaďování v pásmech KV. Lupa se vypíná tlačítkem AFC FM/lupa AM na panelu přijímače, které zkratuje konce potencio-



Obr. 14. Filtr F_2 , doplňkové regulace AVC_v . Obě vinutí těsně vedle sebe, šířka každého 4 mm

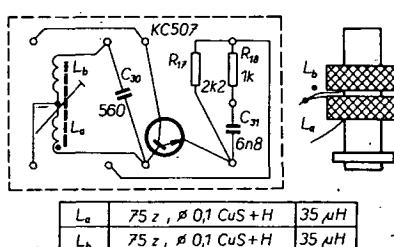


Obr. 10. Deska s plošnými spoji, osazená součástkami

metru P_{LB} . Při $R_7=R_8$ je kmitočet oscilátoru při vypnuté lypě shodný s kmitočtem při nastavení běžeče P_{LB} do středu odpovědné dráhy. Ladící rozsah lupy, který je v obou pásmech KV zhruba stejný, závisí do určité míry na poloze ladícího kondenzátoru a může být upraven změnou odporu rezistoru R_8 . Lupa AM je účinná i na SV.

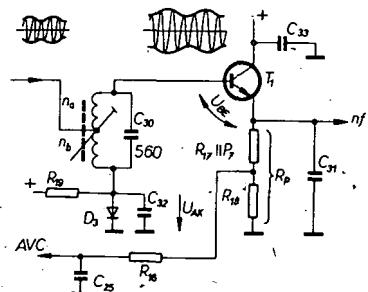
Na obr. 13 je filtr soustředěný mf selektivity AM (Fi_1). Po praktickém ověření několika typů piezoelektrických mf filtrů, dostupných v NDR a v našich opravnách, bylo navrženo zapojení Fi_1 pro filtr SPF455B6. Selektivním měřením rozmitáčem bylo zjištěno, že kromě velmi dobrých elektrických parametrů je velkou předností tohoto filtru i to, že se při sladování vystačí s běžným signálním generátorem, což již nelze říci o filtru SPF455A6.

Jednoduchý je i filtr Fi_2 pro doplňkovou regulaci AVC_{Vf} (obr. 14).



Obr. 15. Filtr Fi_3 a součástky detektoru AM. Obě cívky křížově, těsně vedle sebe, vinutí stejný smysl, odbočka určena sériovým propojením

Pozornost zasluhuje zapojení detektoru (celý je v krytu filtru Fi_3 , obr. 15). Náhradní schéma detektoru (vychází z velmi účinné regulace zisku $A244D$) je na obr. 16. Přechod BE tranzistoru T_1 pracuje jako „aktivní“ dioda, protože $I_E = \beta I_B$. Obvodem R_{19} , C_{32} , D_3 je T_1 nastaven těsně na prah lineárního režimu. Díky proudovému zesílení bylo možno volit malý pracovní odpor detektoru ($R_{17} \parallel R_{18}$) a proto i z hlediska zkreslení žádoucí velké poměry $R_{nf} \gg R_p \ll R_{AVC}$. Aby bylo dále potlačeno zkreslení, vyplývající z nelinearity V/A charakteristiky T_1 , je využito i možnost zvětšit úroveň signálu



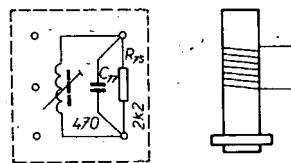
Obr. 16. Zapojení detektoru AM

je nahradá C_{26} , 100 pF, kondenzátorem 82 pF.

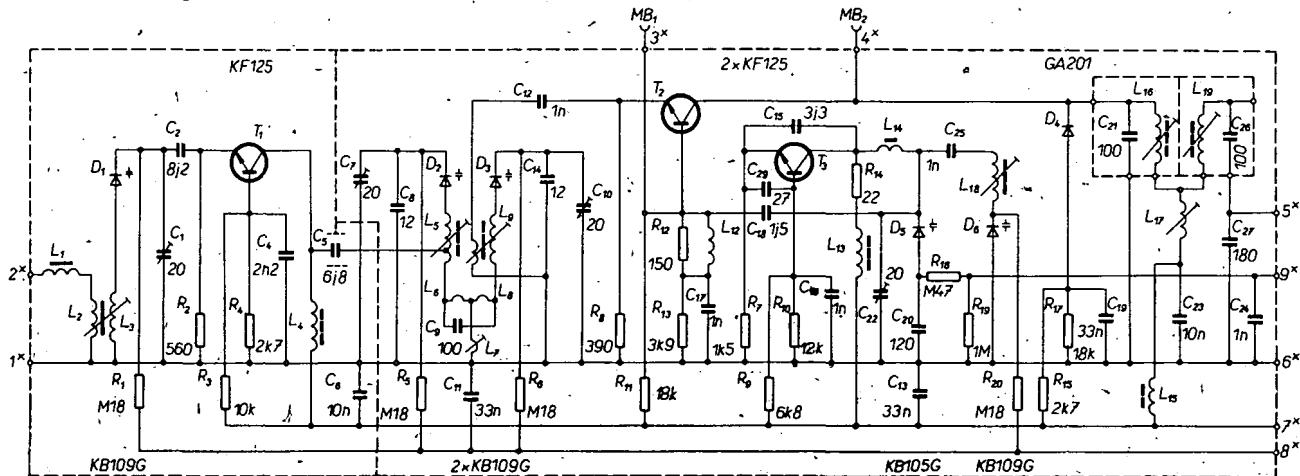
Na výstup mf filtra jednotky VKV navazuje jednoduchá lineární část mf zesilovače s T_5 , KF124. Mf selektivitu zajišťuje jakostní čtyřobvodový filtr Murata, SFW10,7MA.

K zapojení obvodu A225D jistě není třeba komentáře, výjimkou je fázovací článek (obr. 18).

Výstup demodulovaného signálu z vývodu 7 je připojen do filtru RLC (deemfáze + dolní propust) s mezním potlačením přenosu na pilotním kmitočtu 19 kHz. Ostrý pokles přenosu příslušného článku v oblasti



Obr. 18. Fázovací článek pro koincidenční detektor. Cívka má 8 z drátu o $\varnothing 0,2$ mm
Cul, mezery mezi závity asi 1 mm



Obr. 17. Zapojení jednotky VKV TESLA 1PB 001 48

AM na vstupu detektoru (odpovídá $p = 1 + n_a/n_b$). Poměr n_a/n_b byl s přihlédnutím k závěrnému napětí T_1 zvolen malý, zhruba 1. To však při účinné regulaci zisku A244D a hloubkách modulace $m \leq 80\%$ zcela postačí. Další výhodou je to, že ve srovnání s klasickým diodovým detektorem je demodulované nf napětí zhruba dvojnásobné a zhruba rovné výstupnímu napětí detektoru FM. Aby byl zachován optimální pracovní režim A244D, je pracovní odpor detektoru rozdělen na dva rezistory, R_{18} , k zavedení základního AFC je zapojen do středu obou pracovních rezistorů detektoru. Při tomto uspořádání stačí zajistit, aby zhruba platila rovnost $n_a/n_b = (R_{17}||P_7)/R_{18}$, v našem případě musí být tedy oba poměry rovny zhruba jedné. Zapojení detektoru se v praktickém provozu velmi osvědčilo. Je pouze nutné zajistit dokonalé výblocení kolektoru T_1 , jinak hrozí nebezpečí intenzitního kmitočtového rušení.

Demodulovaný nf signál je k dispozici na běžci P_7 .

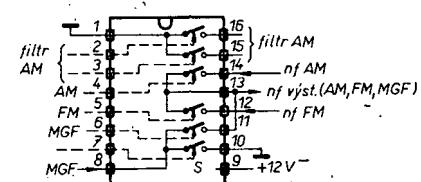
Konstrukce dílu FM je ve srovnání s AM jednodušší. Kromě mimořádně dobrých aplikačních vlastností A225D má na tom značný podíl i použití tovární, předladěné jednotky VKV. Její schéma je na obr. 17, bližším popisem se zabývat nebudeme, v případě potřeby jistě nebude příliš obtížné sehnat její technickou dokumentaci. Před jejím umístěním na desku s plošnými spoji je však třeba udělat dvě drobné úpravy: nejprve vypájíme varikap D_5 , KB105G, z obvodu klasického AFC a nahradíme jej kondenzátorem 6,8 pF. Tato úprava může vyloučit potřebu stabilizovat napájecí napětí jednotky. Varikap použijeme v obvodu lupy AM. Druhou úpravou

blízké meznímu nf kmitočtu 15 kHz ve srovnání s klasickým řešenou deemfází účinně potlačuje šumový balast. Potlačení pilotního signálu atd. je současně velmi užitečné z hlediska jakostních nahrávek signálů FM na magnetofon. Protože ve srovnání s obdobným zpracováním dekodovaného stereofonního signálu jsou požadavky na filtr výrazně mírnější, mohla být jeho přenosová charakteristika řešena jako vhodný kompromis mezi útlumem na 19 kHz (asi -18 dB vůči klasické deemfázi RC) a zkreslením odezvy impulsního signálu.

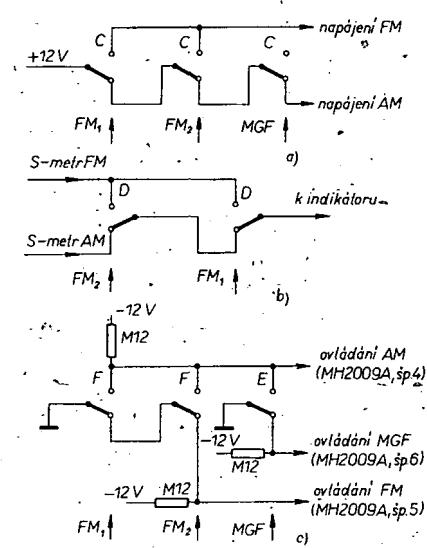
Ke stabilizaci ladícího napětí pro díl VKV je použit levný monolitický stabilizátor MAA550. Regulační obvod AFC tvoří tranzistory T_2 , T_3 .

Neobyčklé je užití monolitického šesti-kanálového spínače P-MNOS MH2009A jako elektronického přepínače nf signálů (AM, FM, MGF, nf filtr AM). Pro názornost je na obr. 19 vnitřní funkce tohoto obvodu: plně čáry označují signálové cesty, čárkováné ovládací cesty pro jednotlivé spínače. Každý ze spínačů je sepnut, je-li na jeho ovládací vstup přiloženo napětí $-U_{GS}$. Substrát a tím i katody ochranných Zenerových diod (vývod 9) jsou v zájistění nezkrasleného přenosu velkých signálů spojeny přes R_{38} s kladným napětím +12 V.

Použití elektronického nf přepínače není výhodné jen z hlediska velkého odstupu nf signálu od hukového pozadí, ale v zásadní míře ovlivňuje i řešení přepínače rozsahů a tím také odpovídající části desky s plošnými spoji, včetně zjednodušení cívkové soupravy AM. Všimněme si podrobněji, pravě využití přepínačů sekcí tlačítek FM1, FM2, MGF. Jejich vzájemné kombinace vytvářejí logické funkce, z nichž hlavní jsou na obr. 20. Přepínání napájecích napětí, využívající sekcí C, obr. 20a, je první z nich. Není-li vybaveno jedno z uvedených tlačítek, je napájen



Obr. 19. Využití vnitřní struktury MH2009A k přepínání nf signálů



Obr. 20. Některé z funkcí tlačítek FM, FM₂, MGF: a) přepínání napájecího napětí pro díl AM a FM, b) zapojení přepínače S-metru, c) zjednodušené zapojení ovládání elektronického nf přepínače

díl AM. Při stisknutí tlačítka FM1 (nebo FM2) je napájen díl FM, při stisknutí tlačítka MGF není napájen žádný z vývodů přijímače. Jednoduché je i přepínání signálů z jednotlivých vývodů A244D (vývod 10) a A225D (vývod 14), k indikaci funkce S-metr. To zajišťují sekce D přepínače FM1, FM2 (obr. 20b). Sekce A_{FM1} a B_{FM2} ovládají přepínání rozsahů VKV. Není-li vybaveno žádné z tlačítek FM nebo MGF, je výstup přepínače (vývody 11, 13 obvodu MH2009A, obr. 20c) samičtěně přiřazen dílu AM (na vývodu 4 je -12 V, na 5, 6 je 0 V). Při vybavení tlačítek FM je napětí -12 V na vývodu 5 spínače, aktivní je díl FM. Konečně při stisknutí tlačítka MGF je aktivní vstup pro přehrávku z externího magnetofonu. Spínač MH2009A je s výhodou užit i pro ovládání dvojitého nf filtru RC pro rozsahy AM tlačítkem na panelu přijímače. Při zařazení filtru jsou zkratovány kondenzátory C_{42} , C_{44} . Orientační parametry:

Útlum	Filtr vypnut	Filtr zapnut
-3 dB	3 kHz	500 Hz
-6 dB	4,7 kHz	850 Hz
-20 dB	19 kHz	3,4 kHz

V praktickém zapojení jsou v jednotlivých ovládacích vstupech MH2009A zařazeny články RC , tvořené R_{32} až R_{35} a C_{37} až C_{40} , C_{58} , C_{59} . Jejich smyslem je zajistit měkké, zpožděné reakce, zabraňující vzniku rušivých pazvuků při přepínání rozsahů. Rezistory 100Ω v ovládacích přivedech zabraňují opalování kontaktů proudem při vybíjení kondenzátorů. Emitorový sledovač s T_4 na výstupu přepínače zajišťuje malou impedanci nf signálu pro snadné další zpracování. Volbou R_{49} , R_{50} lze optimalizovat připojení nahrávacího vstupu magnetofonu.

Vraťme se ještě k přepínači rozsahů. Pokud se má přijímač používat obvyklým způsobem, se samostatnými anténnami AM, FM, zapojíme anténu 300Ω bez jakéhokoli přepínání rovnou na vstup jednotky VKV přes desymetrickou člen $300/75 \Omega$. Stejně tak zapojíme přímo anténu AM, nejlepše na vstupní stranu C_1 . Prvky R_{59} , C_{57} v tomto případě nezapojujeme, stejně tak C_{61} .

Na obr. 3 je úprava vstupu přijímače pro „panelákový“ rozvod 75Ω (společná anténa). Signál z anténního rozvodu je přepínán na vstupy AM a FM sekce B_{FM1} a A_{FM2} tlačítka soupravy. Při přepnutí na FM je signál veden na vstup jednotky VKV přes C_{61} , což zabraňuje nadměrnému zatížení rozvodu pro pásmo AM, nezbraní však zakončení pro signály VKV. Při přepnutí přepínače na některý z rozsahů AM tvoří zakončení účastnického rozvodu pro VKV kombinace R_{59} , C_{57} . V levém horním rohu schématu je zapojení útlumového přepínačního článku, který lze spolu s anténními zdírkami umístit na zadní panel přijímače. Zdírky mohou sloužit pro připojení jak ke společné, tak náhražkové anténce.

Nakonec si všimněme, jak je řešen indikátor S-metr/dynamika. Realizovat S-metr jak pro AM, tak FM je díky použitým IO velmi jednoduché. Realizaci dále zjednoduší obvod A277D. Rídící signál S-metru přichází přes sekci D_{FM1} a přepínač módu indikátoru na signálový vstup A277D, tj. vývod 17. K sjednocení S-metru pro AM i FM slouží trimr P_8 , horní mez indikace se nastavuje změnou referenčního napětí na vývodu 3 A277D trimrem P_1 .

Poněkud obtížnější bylo vyřešit indikátor nf dynamiky, který sice běžně nebyvá součástí rozhlasových přijímačů, ale který

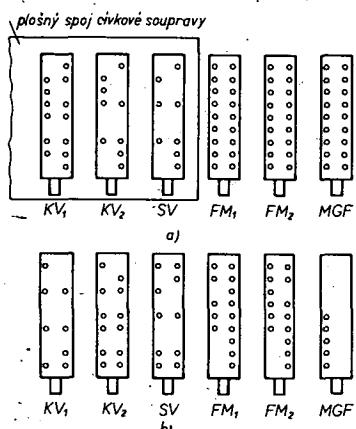
oceníme při značně odlišných hloubkách modulace vysílačů AM, stejně jako při odlišných zdvizech vysílačů CCIR a OIRT. Exaktní funkce indikátoru dynamiky je sice sporná, na druhé straně je jasné, že indikátor dynamiky je užitečná a také efektní doplňková funkce. V našem případě především z hlediska nutnosti kontrolovat nastavení úrovně signálu z externího magnetofonu (optimální funkce šumového reduktoru) je indikátor nezbytný.

Ovládaci signál pro A277D vzniká zesílením signálu ze sledovače T_4 (ať již z přijímače nebo magnetofonu) neinvertujícím zesilovačem I_04 s velkým vstupním odporem a napěťovým ziskem asi 26 dB. Po špičkovém usměrnění a filtraci s omezenou časovou konstantou v obvodu napěťového zdvojovače (D_4 , D_5) prochází impulsní signál s rychlými náběhy a pozvolným dozvíváním jednoduchým nelineárním útlumovým článkem. Jeho charakteristika typu lomená čára (spolu s uplatněním časových konstant filtrace) zhruba approximuje logaritmickou funkci a tak upravuje jednak průběh, jednak rozsah indikace. Přenos korekčního článku je současně volen tak, aby byla zajištěna dostatečně rychlá, dynamická odezva A277D na změnu ovládaciho signálu. Nastavení indikátoru je jednoduché. Základní rozsah se upravuje volbou referenčního napětí A277D na vývodu 3 trimrem P_2 , přijímač přepnut na FM. K nastavení horní meze indikace dílu AM slouží trimr P_7 . Optimum budí úrovně signálu z magnetofonu se upravuje jeho regulátorem hlasitosti nebo úpravou dělící na vstupu.

Přijímač se napájí stabilizovanými napětími +12V, -12V a jednoduše usměrněním napětím +150 V pro stabilizátor MAA550.

Mechanická konstrukce

Celá popisovaná část přijímače je soustředěna na velké desce s plošnými spoji, tloušťky 1,5 mm. Po opracování obrysů a vyvrácení děr nejprve pečlivě ověříme možnost montáže tlačítkové soupravy přepínače rozsahů. Vývody jednotlivých přepínačů musí jít do děr v desce zasadit zcela volně (obr. 21). Obdobně ověříme



Obr. 21. Úprava vývodů tlačítkové soupravy; ponechané kolíky (vývody) na horní straně, b) na spodní straně

a upravíme desku čívkové soupravy AM. V této desce vrtáme pouze označené díry, ostatní plošky slouží pouze jako pájecí body, nespojené s vývody přepínačů. Zkracování nepotřebných horních vývodů tlačítka opět usnadní obr. 21. Nakonec ověříme snadné osazení desky se spoji jednotkou VKV. Žádný z ověřovaných prvků zatím na desce neponecháme.

Nejprve zapojíme všechny drobné součásti, včetně drátových spojek, potom objímky pro integrované obvody. V další fázi zapojíme jednotlivé filtry, které předem zhotovíme podle obr. 13, 14, 15 a 18. Zde je nutno předpokládat řadu problémů, vedle shánění vhodných kostek, jáder, nosních destiček a krytů především zhotovení křížové vinutých cívek. Použité typy konstrukčních prvků byly vybrány proto, že se v amatérských zásobách vyskytují nejčastěji, lze je sehnat i v vyrazených TVP TESLA. Důležité je především zajistit dokonalou stabilitu cívek, jinak nároky na cívky jednotlivých filtrů nejsou zvlášť kritické, je pouze třeba dodržet poměry závitů jednotlivých vinutí. Po znamenejme, že umístění obou cívek filtru F_1 na sobě sleduje možnost dosáhnout velkého činitele vazby a omezit jeho závislost na poloze dolaďovacího jádra. Filtr SPF455B6 nesmíme v žádném případě zaměnit za jiný, např. SPF455A6, který má sice stejně pouzdro, ale pro nás naprosto nevhodné parametry!

Protože cívky všech filtrů jsou záležitostí kusové výroby, je velmi užitečné jejich hrubé předladění mimo přijímač. Tím lze odhalit prakticky všechny možné závady. Všechny cívky jsou vinuty na kostřičkách o $\varnothing 5$ mm, zkrácených na délku 25 mm. Stejně byly zkráceny (sníženy) stříškicí kryty (na 25 mm).

Dále nastavíme indukčnost cívky L_{nf} filtru deemfáze. Celý filtr postavíme provizorně na prkénko a napojíme sinusovým signálem z n generátoru s malou výstupním impedanci. Ublírnáním závitů L_{nf} (zhruba 7 z 1 kHz) vyladíme minimum rezonančního napětí na 19 kHz. Obě poloviny hrnčíkového jádra pak pevně stáhneme.

Po osazení základními součástkami již můžeme zapájet tlačítka přepínače rozsahů. Do desky se spoji je nenasazujeme na doraz, ale jen tak, aby vývody kontaktů přesahovaly desku na straně spojů asi o 1,5 mm. Zároveň zapojíme dolaďovací kapacitní trimry. Použijeme jen nové, jádrové trimry, protože po připájení desky cívkové soupravy již k nim není přístup.

Abychom mohli zapájet i desku čívkové soupravy, zkontrolujeme a popř. upravíme přistupové díry pro šroubovák k dolaďovacím trimrům. Dále je třeba definitivně vyřešit mechanické upevnění kostek všechny cívek k destičce. Ve vzorku byly cívky vinuty na bakelitové kostřičky, k desce byly upevněny pouhým zamáčknutím do předem přesně připravených děr o $\varnothing 5$ mm, což se plně osvědčilo. Po zalaďování destičky lihovým roztokem kalaďuny je poloha všech kostřiček dokonale zajištěna.

Je-li tedy vše v pořádku, zapojíme na přepínače KV1, KV2 a SV také destičku čívkové soupravy AM, zatím bez součástek. Destičku bodech, označených na obr. 10 křížky, propojíme kolmo prozřevacím drátem o $\varnothing 0,6$ mm se zemí základní desky s plošnými spoji.

Dále mechanicky upevníme a zapojíme ladící potenciometr FM a ladící kondenzátor AM včetně pomocné destičky se spoji lupy AM.

Nakonec připevníme a zapojíme cívky na destičce čívkové soupravy AM.

Zapojíme-li ještě tlačítko módu displeje a R_{61} , R_{62} , C_{58} a C_{59} na volných horních vývodech tlačítka MGF, můžeme začít přijímač oživovat. Jednotku VKV zatím nezapojujeme.

Oživení, sladění a nastavení přijímače

K napájení přijímače použijeme zatím jakýkoli stabilizovaný zdroj s výstupními napětími +12 V a -12 V a třetím, vcelku libovoľným napětím větším než asi 35 V, kterým budeme napájet stabilizátor ladicího napětí. Obvod MAA550 vyžaduje pro správnou činnost proudové napájení, odvozované ze zdroje asi +100 až 200 V. Pro potřebu oživení obvod přizpůsobíme napětí, které máme k dispozici, vzhodnou volbou $R_{78} = (U_x - 30 V) / 5 \text{ mA}$, tj. například pro $U_x = 35 \text{ V}$ bude R_{78} asi 1 kΩ.

Na provizorní destičku, nejlépe mechanicky upevněnou k desce se spojí, uchytíme dva páčkové dvojitě spínače, zapojené na pozice panelových tlačítek AFC/lupa AM a muting/filtr AM. Všechny potřebné vývody jsou desce se spojí k dispozici na příslušných špičkách.

Při oživování se není třeba obávat nějakých závludností. Práce jde pochopitelně nejlépe při použití vhodných přístrojů, z nichž nejužitější je vf generátor, rozmitač a vf osciloskop. S těmito přístroji byl také oživen a nastaven vzorek přijímače. Paralelně však byla ověřena možnost oživit a nastavit přijímače zjednodušeným nastavovacím postupem s minimálním přístrojovým vybavením, tj. s běžným signálním generátorem, osciloskopem, volt-ohmmetrem a ní sledovačem signálu. Při popisu oživování se budeme držet práve tohoto postupu, použití rozmitače pak věnujeme pouze několik poznámek.

DII FM

Práci začneme kontrolou správnosti zapojení dílu „naprázdno“ (ohmmetrem) i s připojeným napájecím napětím. Přepínač rozsahu je v poloze FM1 nebo FM2. Osadíme A225D a podle schématu na obr. 3 ověříme napětí na jeho vývodech. Je-li vše v pořádku, odpojíme kondenzátor C_{69} , na vstup C_{68} zapojíme výstup signálního generátoru, nařaděného do blízkosti 10,7 MHz. Nejprve musíme vyhledat střed přenosového pásma filtru SFW a nařadit cívku fázovacího člena FČ. Z funkce obvodu A225D lze odvodit, že rozmitač lze v této fázi nahradit měřením ss napětí na vývodu 14. Na horní konec P_8 tedy připojíme voltmetr a nařadíme generátoru (nemodulovaný signál) v okolí kmitočtu 10,7 MHz maximum výchylky. Tu pak zvětšujeme doladováním jádra cívky FČ. Při této práci (až na další) musí být vyřazeny z činnosti jak šumová brána, tak automatika AFC sepnutím příslušných spínačů.

Osadíme jednotku VKV a připojíme kondenzátor C_{63} . Výstup generátoru připojíme přes oddělovací kondenzátor 10 nF (obr. 17) na MB₁ (3¹) a při nezměněném, nejdále primární a sekundární cívce mf filtru jednotky VKV opět na maximum výchylky voltmetru při co nejmenším výstupním napětí generátoru. Jádro FČ nezakapáváme, ale zajistíme ho vsunutím pásku, odstříženého z polyetylénového sáčku. Je-li vše v pořádku, fixujeme cívku FČ acetonovým lakem a připojíme příslušný stínící kryt. Sladovat mf obvody rozmitačem je samořejmě vhodnější, neboť můžeme optimalizovat impedanční přizpůsobení filtru SFW, přenosovou šířku pásma mf filtru v jednotce VKV a její symetrii vůči filtru SFW, linearitu křivky S včetně její závislosti na úrovni

signálu apod. Přesto je zjednodušený nastavovací postup zcela přijatelný.

Při nastavování rozsahu FM pásme méně zkušeným doporučuji omezit se na manipulaci trimry P_3 až P_6 a nezasahovat do předladěné tovární jednotky VKV. V jednotlivých polohách prepínače rozsahu FM1, FM2 nastavíme (voltmetr s velkým vstupním odporem) v prvním přiblížení mezní napětí na běžci ladicího potenciometru P_{1a} v jeho krajních polohách takto

FM1 - 65,5 až 73 MHz - 3,5 až 7 V,
FM2 - 86 až 105 MHz - 12,5 až 24 V;

k přesnějšímu nastavení použijeme srovnávací přijímač.

Z hlediska dosažení optimálních parametrů je ovšem třeba poznamenat, že i když jsou vf obvody jednotky VKV předladěny, je jejich jemné doladení žádoucí - nikdy však je nebudeme dodařovat bez odpovídajících přístrojů! Pokud jde o rozšíření rozsahu CCIR do 108 MHz, je v zářadě možné, rozsah ladicího napětí to dovoluje ($U_{E2} = 29 \text{ V}$).

Připojíme-li nyní na vstupní špičku 12 zatím neosazeného obvodu MH2009A sledovač signálu, můžeme učinit první pokusy o příjem v obou pásmech FM. Zaměříme se na problém kmitočtové stability a šumových vlastností celého dílu FM. Na vzorku přijímače jsem záměrně simuloval různé možnosti vzniku podmíněné stability. Mohu konstatovat, že je-li celý díl FM správně zapojen, je-li správně uzemněn kryt jednotky VKV, mají-li obě drátové spojky v blízkosti krytu FČ a jednotky VKV průměr alespoň 0,6 mm a je-li na rozdíl od doporučovaného zapojení použit blokovací kondenzátor C_{69} , není se třeba obávat žádných potíží. Aktivní část křivky S je lineární, nezávislá na velikosti vstupního signálu. Ke kontrole stability je vhodný výstup pro S-metr. Při vyladění přijímače mimo stanici musí ručka voltmetru v obou proladovaných pásmech poklesnout vždy k nule.

K optimalizaci šumového čísla přijímače využijeme úpravy pracovního bodu T_5 , KF124: R_{68} nahradíme kombinací rezistor 1 kΩ + trimr 4,7 kΩ, přijímač vyladíme na velmi slabou stanici a trimrem nastavíme nejlepší příjem s minimálním šumem. Odpor kombinace změříme a nahradíme jí rezistorem.

Ověříme ještě správnost funkce doplňkových obvodů A225D měřením napětí na vývodech 14, 15. Zatímco při vyladění mimo stanici je výstupní napětí pro S-metr, U_{14} , přibližně nulové, na vývodu 15 bude $U_{15} = 3 \text{ V}$, při vyladění silné stanice bude $U_{14} = 3,6 \text{ V}$ a $U_{15} = 0 \text{ V}$. Je-li tomu tak, můžeme nastavit funkce muting a AFC computer. Vhodný postup bez přístrojů: v pásmu vyhledáme slabou stanici, jejíž signál je ještě únosný z hlediska kvality příjemu a s případným mutingem uvedeme do činnosti šumovou bránu. Trimrem P_9 nastavíme šumovou bránu těsně za mez sepnutí. Nastavení pak upravíme podle vlastního výběru při proladování: pásmo a vypínání/zapínání šumové brány. Máme-li k dispozici generátor UKV, popř. rozmitač s minimálně nastaveným kmitočtovým zdvihem, nastavíme práh šumové brány asi na 4 µV vstupního signálu.

Při nastavování automatiky AFC je třeba postupovat obezřetněji. Nemáme-li rozmitač, vyladíme přijímač na slabou stanici tak, aby S-metr ukazoval největší výchylku. Nyní druhým z pomocných spínačů uvedeme do činnosti AFC. Při správném nastavení FČ a mf filtru jednotky VKV nesmí být na S-metru patrně žád-

né rozladění. Rozladíme-li nyní přijímač na jednu a druhou stranu, musí automatika s časovým zpožděním větším než 1 s přesně doladit stanici (indikováno opět původní výchylkou S-metru). Změna ladicího napětí na emitoru regulačního tranzistoru T_2 se musí pohybovat v mezích ±0,4 V.

Přesně lze automatiku AFC nastavit rozmitačem. Při správném nastavení všech vf obvodů musí křivka S být ve své aktívni části dokonale lineární, po jemném rozladění musí vždy, s příslušnou časovou konstantou zpoždění, plynule a bez překmitů „najet“ na stínítku osciloskopu do původní polohy (při vypnuté automatice).

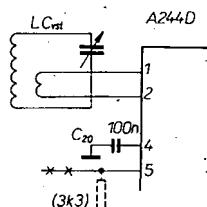
Chová-li se celý díl FM předně podle popisu, považujeme základní nastavení za ukončené. Znovu zdůrazňuji, že stabilita indukčnosti cívky FČ je podstatným činitelem k zajištění trvalého minimálního zkreslení demodulovaného signálu a správné činnosti automatiky AFC.

Změřené základní parametry dílu FM:

prahová citlivost (s/s = 26 dB, $\Delta f = 15 \text{ kHz}$):
2,5 µV,
nasazení limitace: 2 µV,
zkreslení signálu při $f_m = 1 \text{ kHz}$, $\Delta f = 30 \text{ kHz}$: 1 %.

DII AM

Při oživování a sladění dílu AM je nezbytný běžný signální generátor AM a osciloskop, alespoň nf. Přijímač přepneme na SV a po pečlivé kontrole osadíme obvod A244D a podle schématu ověříme napěťové úrovně na jeho vývodech. Na výstup mf zesilovače, vývod 7, zapojíme proti zemii provizorně tlumící rezistor 5,6 kΩ, na vstupní laděný obvod (ladící kondenzátor C_{Lvs1}) připojíme přes 10 nF výstup generátoru (modulace AM), nařaděnýho do blízkosti 455 kHz. Pro sladování mf filtru vyřadíme z činnosti oscilátor a rozvážíme balanční směšovač A244D podle obr. 22. Stačí tedy přerušit spojku mezi deskou cívkové soupravy a vývodem 5 IO, který uzemníme přes rezistor 3,3 kΩ. Na vývod IO pro S-metr připojíme voltmetr a jemným proladováním generátoru na



Obr. 22. Úprava pro vyřazení oscilátoru A244D z činnosti

jdeme rezonanční kmitočet filtru SPF455B6; při tomto kmitočtu nastavíme jádro cívky F_1 , F_3 maximální výchylku ručky voltmetru při co nejmenší úrovni výstupního napětí generátoru. Voltmetr pak přepojíme na vývod 3 (AVC_{VI}) a při stejném kmitočtu, avšak velké výstupní úrovni signálu z generátoru nastavíme opět maximální výchylku ručky voltmetru otáčením jádra F_2 .

Osciloskopem nebo vf mVmetrem ověříme orientačně přenosový útlum celého filtru soustředěné selektivity F_1 mezi vývody 15 a 12 obvodu A244D - má být zhruba 16 dB. Popsaný způsob nastavení byl opět, především z hlediska použití filtru SPF, ověřen selektivním rozmita-

čem. Osciloskopem ještě zkontrolujeme vstup demodulovaného nf signálu, jehož amplituda i linearita musí být „nezávislé“ na velikosti vstupního signálu. Tím je současně zhruba ověřena i činnost AVC. Regulační napětí na vývodu 9 A244D je bez signálu asi 50 mV. Dosáhli jsme zřetelných rezonancí všech filtrů (s ostrými vrcholy), zpevníme opět všechny cívky acetonovým lakem, zapájíme stínící kryty a fixujeme polohy jader polyetylénovými proužky. A konec připojíme vstup generátoru na anténní vstup a vyladíme cívku mf odladovače L_{mf} na minimální výchylku S-metru.

Je-li tedy vše v pořádku, sladíme vstupní a oscilátorové obvody. Začneme na rozsahu SV. Odstraníme úpravu podle obr. 22, generátor necháme připojen na anténní vstupu (střední kolík sekce B_{FM1} přepínací soupravy) a přeladíme jej na dolní okrajový kmitočet rozsahu, tj. 520 kHz. Ladicí kondenzátor nastavíme na maximální kapacitu a jádrem L_{osc} sv. naladíme oscilátor tak, že z reproduktoru nf sledováče signálu, připojeného na vývod 14 zatím neosazeného obvodu MH2009A, uslyšíme modulační signál. Horní okrajový kmitočet, odpovídající minimální kapacitě ladicího kondenzátoru, nastavíme na 1620 kHz, oscilátor „dotáhne“ kapacitním trimrem C_{17} , přistupným dírou v desce cívkové soupravy. Celý postup několikrát zapakujeme. Tím jsou nastaveny okrajové body rozsahu SV, přejdeme k nastavení vstupních obvodů.

Na generátoru nastavíme dolní souběhový kmitočet, tj. asi 600 kHz. Přijíme na tento signál nastavíme ladicím kondenzátem, jádrem $L_{vst\ SV}$ vyladíme maximální výchylku S-metru, totéž uděláme i pro horní kmitočet souběh 1500 kHz trimrem C_{15} .

V zásadě stejného postupu použijeme i při sladování obou rozsahů KV. Okrajové kmitočty rozsahů vyplývají z obr. 5, KV1 - $f_{min} = 9$ MHz, $f_{max} = 12,5$ MHz, KV2 - $f_{min} = 5,5$ MHz, $f_{max} = 7,7$ MHz. Jako souběhové kmitočty pro nastavení vstupních obvodů volíme střední kmitočty pásem 25, 31 a 41, 49 m, viz opět obr. 5 KV1 - $f_{min} = 9,7$ MHz, $f_{max} = 11,9$ MHz, KV2 - $f_{min} = 6,1$ MHz, $f_{max} = 7,2$ MHz.

Při sladování obou rozsahů KV je třeba mít na paměti nebezpečí, vyplývající z nesprávného nastavení vstupních a oscilátorových obvodů na parazitní, zrcadlové kmitočty. Jednoduchý a bezpečný sladovací postup logicky odvodíme z obr. 23 (KV1). Vycházíme z toho, že u superhetu

hornímez rozsahu KV1 nastavíme trimrem C_8 tak, aby druhý, parazitní příjem byl při otevřeném ladicím kondenzátoru při kmitočtu generátoru 12,5 MHz $+ 2 \times 455$ kHz = 13,410 MHz. Tím je zaručeno správné nastavení oscilátoru, protože nežádoucí zrcadlový signál musí být vždy o $2f_{mf}$ „vyšší“ než užitečný vstupní signál. Obdobně si počínáme při nastavování souběhu laděním vstupního obvodu. Nejjednodušší praktický způsob je: na obou sladovacích bodech (9,7 a 11,9 MHz) nastavíme jádrem $L_{vst\ KV1}$ a trimrem C_3 maxima výchylky S-metru. Pak signál z generátoru zmenšíme co nejvíce a generátor přeladíme vždy na odpovídající zrcadlový kmitočet. Při správném nastavení přijímač žádny signál nezachytí, v opačném případě by byl zrcadlový signál velmi silný, což „postihne“ i S-metr. Zbývá dodat, že při ladění všech obvodů vst/osc musí být vypnuta lupa AM. Nakonec odpojíme tlumici rezistor 5,6 kΩ a můžeme ověřit činnost dílu AM příjemem na všech rozsazích.

Na vzorku byl na všech rozsazích ověřen signál oscilátoru (velikost, stálost, tvarový průběh). Efektivní napětí signálu oscilátoru bylo 150 až 250 mV v pásmech KV a 200 až 250 mV v pásmu SV.

Dále ověříme ss voltmetrem správnou činnost logiky ovládání elektronického přepínače. Měříme napětí na špičkách objímky I_{O3} , při stisknutí tlačítka FM musí být na špičce 5 až 12 V atd. Pak připojíme sledovač nf signálu na společný nf výstup a osadíme MH2009A. Přijímač musí již pracovat dokonale a můžeme ověřit již i činnostní filtru AM.

Zbývá oživit a nastavit S-metr a obvod nf dynamiky. LED upevníme na provizorní destičku se spoji a propojíme s výstupem na desce s plošnými spoji přijímače. Osadíme A277D, tlačítko stiskneme do polohy S-metr, přijímač přepneme na SV. Není-li vyláděna žádná stanice, nesmí svítit žádná LED. Nemáme-li k dispozici generátor s kalibrovaným výstupním děličem, vyládime nejsilnější stanici v pásmu a trimrem P_1 nastavíme tak, aby svítil celý sloupec LED. Pak přijímač přepneme na FM, vyládime opět nejsilnější stanici a trimrem P_2 rozsvítme opět všechny diody. Máme-li generátor s kalibrovaným výstupem, nastavíme S-metr tak, aby plný rozsah indikace odpovídal na SV 100 mV, na FM 10 mV vstupního signálu. Vhodné referenční napětí na špičce 3 A277D pro mód S-metr je asi 1,3 V.

Na vzorku byly naměřeny tyto základní parametry dílu AM:

citlivost (s/š = 20 dB, m = 30 %): na všech rozsazích lepší než 50 μV.

selektivita: B_3 dB = ±3 kHz, B_{6dB} = ±5 kHz, potlačení při rozladění ±9 kHz asi 50 dB.

Jako poslední osadíme MAA741, tlačítko módu displeje přepneme do opačné polohy a nastavíme rozsah dynamiky. K základnímu nastavení použijeme trimr P_2 (přijímač přepnut na FM1). Vhodné referenční napětí A277D je pro tento mód asi 3 V. P_2 nastavujeme podle modulačního obsahu stereofonního signálu s velkou dynamikou tak, aby se poslední LED rozsvítela sporadicky v modulačních špičkách. Komprimovaná nelineární charakteristika celého obvodu pak zajišťuje přijatelnou indikaci i monofonních signálů a signálů v pásmu CCIR. Aby při určitém přebuzení A277D indikace „nevypadávala“, jsou propojeny špičky 8 až 11 tohoto obvodu. Hornímez indikace dynamiky a tím i hlasitosti se na rozsazích AM nastavuje trimrem P_7 . Tímto způsobem seřízený indikátor dynamiky má citlivost pro plné vybuzení asi 0,8 V (mezivrchol-

vé napětí). Citlivost vstupu pro externí magnetofon proto můžeme upravit podle potřeby nastavením dělicího poměru R_{36} , R_{37} . Oba rezistory současně volíme tak, aby jako vazební kondenzátor stačil typ MP.

Seznam součástek

Polovodičové součástky

IO ₁	A244D
IO ₂	A225D
IO ₃	MH2009A
IO ₄	MAA741
IO ₅	A277D
IO ₆	MAA550
T ₁ , T ₄	KC507
T ₂ , T ₃	KF506
T ₅	KF124
D ₁	KB105G
D ₂	GA201
D ₃ , D ₆	KY130
D ₄ , D ₅	OA5

Rezistory (všechny TR 151)

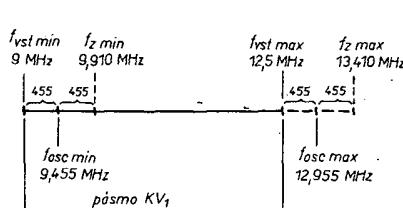
R ₀	150 Ω
R ₁ až R ₃	1,5 kΩ
R ₄ , R ₂₄ , R ₃₉ , R ₄₀ , R ₇₄	10 kΩ
R ₅ , R ₆ , R ₂₀	82 kΩ
R ₇ , R ₉	27 kΩ
R ₁₀ , R ₁₈ , R ₂₂ , R ₃₈ , R ₄₈ , R ₇₃	1 kΩ
R ₁₁ , R ₁₃ , R ₆₁ , R ₆₂ , R ₆₀ , R ₆₄ , R ₇₀	100 Ω
R ₁₂	4,7 kΩ
R ₁₄	8,2 kΩ
R ₁₅ , R ₆₃	3,9 kΩ
R ₁₆	39 kΩ
R ₁₇ , R ₄₂ , R ₄₄ , R ₆₅ , R ₇₅	2,2 kΩ
R ₁₉	2,7 kΩ
R ₂₁ , R ₄₁ , R ₅₄	1 MΩ
R ₂₃	22 kΩ
R ₂₅ , R ₂₆	12 kΩ
R ₂₇ , R ₃₁ , R ₄₃ , R ₆₆	6,8 kΩ
R ₂₈	47 kΩ
R ₂₉ , R ₃₂ , R ₃₃ , R ₃₄ , R ₃₅	0,12 MΩ
R ₄₅	0,33 MΩ
R ₄₆	0,27 MΩ
R ₄₇	220 Ω
R ₅₂ , R ₅₃	56 kΩ
R ₅₅	47 Ω
R ₅₆	33 kΩ
R ₅₇	0,22 MΩ
R ₅₈	3,3 kΩ
R ₅₉	68 Ω
R ₆₇	820 Ω
R ₆₉ , R ₇₂	330 Ω
R ₇₁	33 Ω
R ₇₆	470 Ω
R ₃₀ , R ₇₇	100 kΩ

Rezistory podle nastavení

R ₈	asi 100 kΩ
R ₃₆ , R ₃₇	viz text
R ₄₉	asi 1 kΩ
R ₅₀ , R ₅₁	viz text
R ₆₈	asi 2,7 kΩ
R ₇₈	viz text

Kondenzátory keramické

C ₁ , C ₃₀	TK 744, 560 pF
C ₂ , C ₁₂	TK 754, 150 pF
C ₄	TK 754, 120 pF
C ₅	TK 754, 47 pF
C ₆ , C ₆₁	TK 754, 82 pF
C ₇	TK 754, 27 pF
C ₁₀	TK 754, 270 pF
C ₁₁	TK 754, 100 pF
C ₁₃	TK 754, 68 pF
C ₁₆	TK 754, 360 pF (330 33)
C ₁₉ , C ₃₂ , C ₃₄	TK 782, 150 nF
C ₂₀ , C ₂₃ , C ₂₄ , C ₂₉ , C ₃₃	
C ₅₂ , C ₅₃	TK 782, 100 nF



Obr. 23. Ke sladování rozsahů KV1, KV2

s nízkou mezifrekvencí nelze v pásmu KV při velkém vstupním signálu zamezit příjmu zrcadlových signálů. Jinak řečeno, při pevném nastavení generátoru a proládkování přijímače nebo napak dosáheme příjmu signálu vždy dvakrát. Chtějme nyní správně nastavit spodní okraj rozsahu KV1 (9 MHz), jemuž odpovídá kmitočet oscilátoru 9,455 MHz. Jádro $L_{osc\ KV1}$ nastavíme tak, aby druhý kmitočet generátoru, který při nezměněné poloze ladicího kondenzátoru přijímače žachytíme, byl 9 MHz + 2×455 kHz = 9,910 MHz. Obdobně

JEDNODUCHÝ PŘIJÍMAČ PRO STŘEDNÍ VLNY

Ing. Jaroslav Pištělák

C ₃₁	TK 724, 6,8 nF
C ₃₅ , C ₄₈ , C ₄₉	TK 724, 4,7 nF
C ₄₂ , C ₄₄	TK 724, 3,3 nF
C ₄₃ , C ₄₅	TK 774, 15 nF
C ₅₀	TK 744, 10 nF
C ₅₇	TK 754, 33 pF
C ₆₃	TK 754, 330 pF
C ₆₄	TK 783, 15 nF
C ₆₅ , C ₆₆ , C ₆₉ , C ₇₂	TK 744, 22 nF
C ₆₈ , C ₇₀	TK 764, 22 nF
C ₇₅ , C ₇₆	TK 754, 22 pF
C ₇₉	TK 745, 10 nF

Kondenzátory elektrolytické

C ₁₈ , C ₆₀	TE 988, 1 μ F
C ₂₁ , C ₃₆	TE 003, 100 μ F
C ₂₂	TE 981, 20 μ F
C ₂₅ , C ₃₄ , C ₅₄ , C ₈₀	TE 004, 5 μ F
C ₂₈ , C ₅₁ , C ₈₂	TE 004, 50 μ F
C ₃₇ , C ₃₉	TE 984, 10 μ F
C ₃₈ , C ₄₀	TE 988, 0,5 μ F
C ₄₆	TE 988, 10 μ F
C ₅₅ , C ₅₆ , C ₈₁	TE 005, 2 μ F
C ₅₈ , C ₅₉	TE 984, 20 μ F
C ₆₂	TE 984, 500 μ F
C ₆₇	TE 984, 50 μ F
C ₇₁	TE 984, 20 μ F
C ₇₃	TE 004, 20 μ F
C ₇₄	TE 988, 2 μ F
C ₈₃	TE 984, 100 μ F

Ostatní kondenzátory

C ₃ , C ₈	WN 70 424, 25 pF
C ₉ , C ₁₄ , C ₁₅ , C ₁₇	WN 70 425, 50 pF
C ₂₆ , C ₂₇	TGL 5155, 1,5 nF
C ₄₁	MP, výběr viz text
C ₄₇	TC 235, 10 nF
C ₇₇	TGL 5155, 470 pF
C ₇₈	TC 180, 330 nF

Ladící kondenzátor 1PN 70 557

Tandemový potenciometr $2 \times 100 \text{ k}\Omega$, lineární
Jednotka VKV TESLA 1PB 00 148 (přijímač
Sopran)

Odporové trimry TP 095

P ₁	3,3 $\text{k}\Omega$	P ₄ , P ₅ , P ₈	22 $\text{k}\Omega$
P ₂ , P ₉	4,7 $\text{k}\Omega$	P ₆	47 $\text{k}\Omega$
P ₃	100 $\text{k}\Omega$	P ₇	2,2 $\text{k}\Omega$

Přepínače

cívková
souprava

6místná sestava tlačítek
Isostat se vzájemně závislou
aretací se šesti přepínacími
sekčemi na každém tlačítku
jednoduché přepínací tlačítka
Isostat s aretací polohy

Cívky

Provedení cívek viz obrázky. Všechny cívky
vinuty na kostry o $\varnothing 5$ mm, zkrácené na délku
30 mm. Kryty filtrů zkráceny na výšku 25 mm.
Doladovací jádra jsou feritová,
 $M_1 = 0,5 \times 12$ mm, hmota N05 (modrá barva).
 L_{m} je ve feritovém hrnčkovém jádře o
 $\varnothing 18$ mm, indukčnost je asi 33 mH, počet
závitů bude záviset na použitém druhu feritu
(při $A_L = 1400 \text{ nH/z}^2$ bude mít asi 160 z drátu
o $\varnothing 0,2$ mm CuL).

Literatura

- [1] Siforov, V. I.: Radiové přijímače. SNTL: Praha 1955.
- [2] Dvořák, T.: Rozhlasové a sdělovací přijímače. NV: Praha 1957.
- [3] Kolektiv: Radioelektronická příručka. Praha: Práce 1972.
- [4] Borovička, J.: Moderní řešení přijímačů pro KV. AR č. 2 až 5/1975.
- [5] Váňa, V.: Integrovaný obvod A244D. ST č. 12/1979.
- [6] Böhme, G.; Freitag, D.: Stereo-

Koncepce popisovaného přijímače pro poslech rozhlasových pořadů na středních vlnách vychází z dostupné součástkové základny. Cílem byla konstrukce stavebně jednoduchá, která neklade velké nároky na měřicí vybavení.

Technické údaje

Vlnový rozsah:	510	až
	1650	kHz
Mezifrekvenční kmitočet:	455	kHz
Vf citlivost (odstup		
s/š = 25 dB,		
ku f = 1600 kHz, m = 0,3):		
	170	μ V
Napájecí napětí:	4,5 až 16	V
Klídový odběr:	40	mA

Popis zapojení

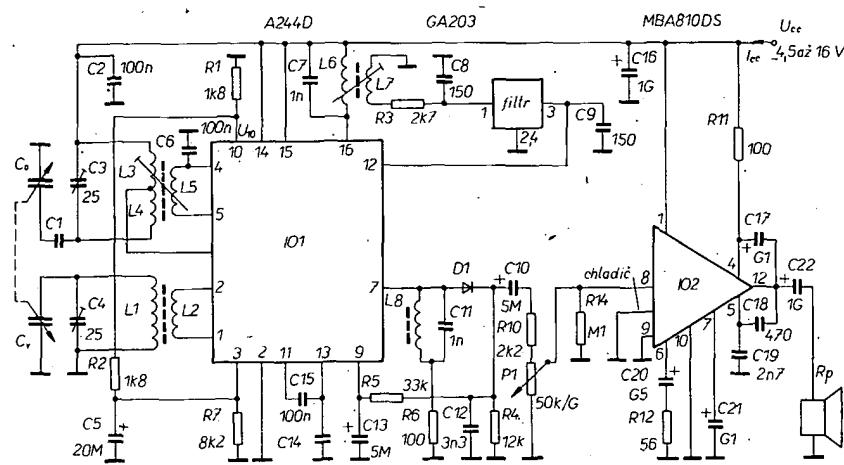
Celkové schéma zapojení vidíme na obr. 1. Ve vysokofrekvenční části je použit integrovaný obvod A244D z produkce NDR (ekvivalent TCA440), který prodává TESLA Eltos. Využívá se zde jeho přiznivých parametrů, jako je velký vstupní odpor (nezmenšuje provozní činitel jakosti vstupního kmitavého obvodu), symetrický multiplikativní směšovač (potlačuje nežádoucí produkty směšování), velký odstup signál — šum, velký rozsah AVC a napájecího napětí.

Signál z feritové antény je přiváděn na vývody 1 a 2 integrovaného obvodu, kde se po zesílení směšuje se signálem oscilátoru, jehož kmitočet je určen indukčností cívky L3, 4, 5 oscilátoru a kapacitami kondenzátorů C₆, C₁, C₂. Výsledný produkt indukční vazbou postupuje z vývodu 16 k mezifrekvenčnímu filtru. V zapojení je použit piezokeramický filtr SPF455A6. Rízení zisku vstupního a mf zesilovače (vývod 3) je odvozeno z velikosti nf signálu.

Zesílený mezifrekvenční signál je detekován diodou D2 a dále zesílen v nafukovacím obvodu L8, C₁₁ slouží k potlačení rušivých signálů. V nízkofrekvenčním zesilovači je použit integrovaný obvod MBA810DS, hlasitost regulujeme potenciometrem P₁ s logaritmickým průběhem.

Použité součástky

Feritovou anténu a ladící kondenzátor můžeme použít z nehrájícího

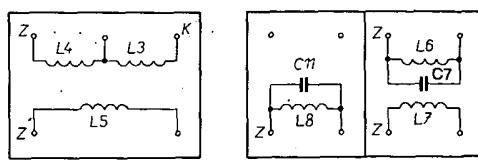


přijímače. Deska s plošnými spoji je navržena tak, že ladící kondenzátor je umístěn na okraji desky, takže lze použít dostupné typy různých velikostí s největší kapacitou alespoň 300 pF. Z hlediska souběhu jsou vhodnější typy se sekčemi o nestejně velké kapacitě. Deska s plošnými spoji je navržena pro typ Hopt Eltra 380 + 320 pF. Cívky vineme na feritové tyčky H12 do kostříček 10 × 10 mm (obr. 2) pro přijímače AM. Navijecí předpisy pro jednotlivá vinutí s požadavky na průměr drátu jsou v tab. 1. Laděné obvody L6,7 C7 a L8; C11 jsou umístěny ve společném stínícím krytu a odděleny přepážkou. Začátky vinutí jsou označeny na obr. 2 písmenem Z. Cívky pro feritovou anténu vineme na lepénkovou kostříčku, abychom je mohli volně posunout po feritové tyčce.

Stavba a oživení

Deska s plošnými spoji je na obr. 3 a rozmištění součástek na obr. 4. Jsou-li součástky v pořádku, měl by přijímač zachytit některou rozhlasovou stanici ihned po zapnutí a proladění pásmu, zvláště ve večerních hodinách. Pokud se tak nestane a odběr proudu I_{cc} je v uvedených mezích, zkонтroluje-

Obr. 2. Zapojení cívek (pohled zezpodu). Kryty cívek vodivě spojit se ze- mil!

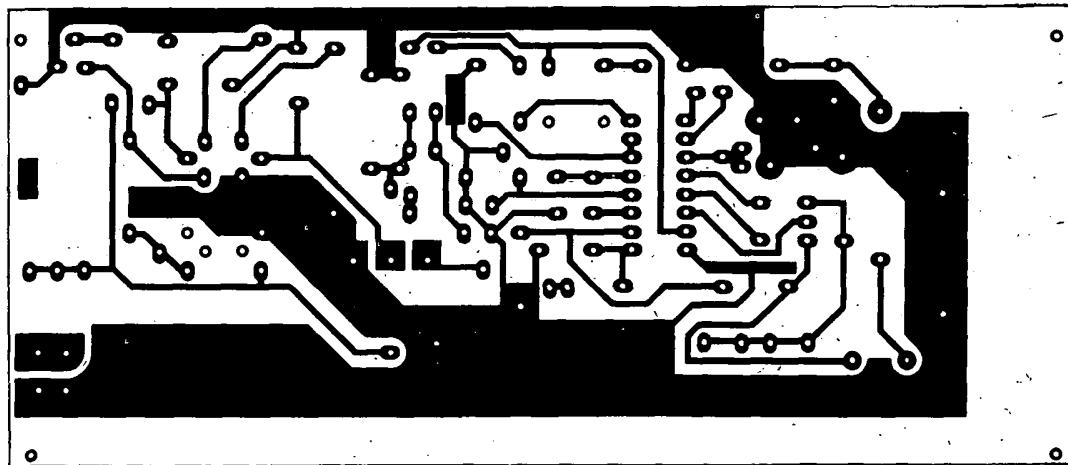


me, kmitá-li oscilátor. V opačném případě přehodíme konce vinutí L5.

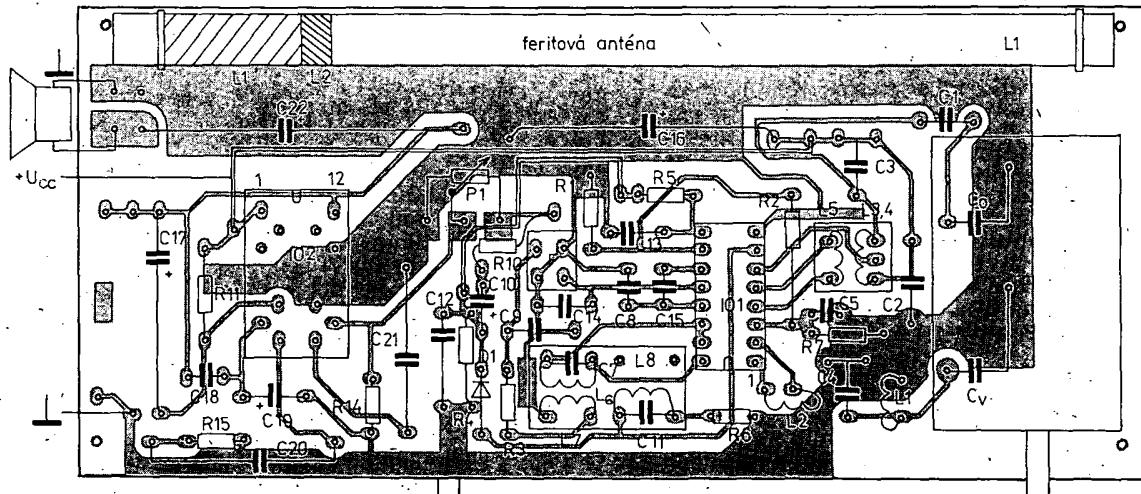
Otáčením jader cívky L8 a L6 se snažíme dosáhnout co největšího napětí U_{10} na vývodu 10 integrovaného obvodu 1. Potom nastavováním C3, C4 a indukčnosti oscilátorové cívky nastavíme šířku pásma a souběh v pásmu.

Pokud nemáme možnost přijímač nastavit uvedeným způsobem, pak postupujeme takto. Nastavíme C3, C4 a jádro oscilátorové cívky do střední polohy. Naladíme libovolnou rozhlasovou stanici v horní části SV pásmá (C_0, C_v mají malou kapacitu) a změnou kapacity kondenzátoru C4 hledáme největší napětí U_{10} . Pokud se U_{10} zvětšuje se zmenšováním kapacity C4 a ani při nejmenší kapacitě C4 nedosáhneme meze U_{10} , zmenšíme kapacitu C_v malým otočením ladícího kondenzátoru se současným zvětšováním C3 tak, abychom přijímalí stále stejnou rozhlasovou stanici. Pokud by

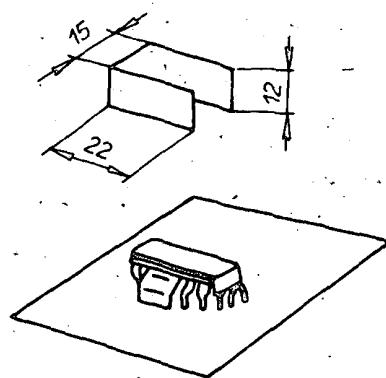
došlo k opačnému stavu — U_{10} se zvětšuje se zvětšováním kapacity kondenzátoru C4 bez dosažení horní meze U_{10} , zvětšíme C_v otočením ladícího kondenzátoru se současným zvětšením kapacity C3. Tím jsme dosáhli souběhu v jednom bodě. Nyní přeladíme na rozhlasovou stanici v dolní části SV pásmá a nastavováním oscilátorové cívky a současným otočením ladícího kondenzátoru hledáme polohu s největším napětím U_{10} . Nyní se vrátíme na původní stanici v horní části pásmá a celé nastavování opakujeme. Po několikerém opakování uvedeného postupu naladíme stanici uprostřed pásmá a kontrolujeme souběh. Pokud je odchylka velká kladná, tj. obvod oscilátoru vyžaduje zvětšit kapacitu C3, je třeba zvětšit indukčnost oscilátorové cívky (zašroubovat jádro) a naopak. Pak musíme zopakovat předchozí nastavení na okrajích pásmá. Po nastavení zakápneme cívky voskem.



Obr. 3. Deska s plošnými spoji přijímače S213



Obr. 4. Osazená deska se součástkami (kondenzátor C6 je umístěn ze strany spojů)



Obr. 5. Montáž chladiče

Nízkofrekvenční zesilovač nepotřebuje žádné nastavování, pouze zkontrolujeme poloviční napájecí napětí na vývodu 12. Na střední tlustší vývody IO připájíme chladič podle obr. 5. Který užemníme.

Velikost a mechanická konstrukce skříňky závisí na použitém reproduktoru a napájecí baterii.

V tab. 2 jsou parametry vstupního a oscilačního laděného obvodu pro jiné ladící kondenzátory. Indukčnosti cívek L2, L5, L6, L7, a L8 zůstávají nezměněny.

Rozpis součástek

Rezistory (TR 212, TR 151 apod.)

R1, R2	1,8 kΩ
R3	2,7 kΩ

Tab. 1. Navijecí předpisy cívek

Cívka	Počet závitů	Drát prům. [mm]	Poznámka
L1	68	vln lanko nebo drát 0,4 CuL	feritová tyčka 10 mm, délky 150 mm
L2	10	vln lanko nebo drát 0,4 CuL	vinut těsně vedle L1
L3	35	0,2 CuL	
L4	34	0,2 CuL	shodný směr vinutí s L3
L5	15	0,2 CuL	
L6	70	0,2 CuL	
L7	20	0,2 CuL	
L8	70	0,2 CuL	

Tab. 2. Součástky vstupního a oscilačního obvodu pro různé typy ladících kondenzátorů (kmototový rozsah 510 až 1650 kHz)

C_o/C_v [pF]	C1 [pF]	L3, L4 [μ H]	L3 [z]	L4 [z]	L1 [μ H]	L1 [z]
150/150	150	294	40	74	607	100
300/300	300	147	40	41	303	70
500/500	500	90	40	23	183	55

R4	12 kΩ	C7	1 nF, TK 724
R5	33 kΩ	C8, C9	150 pF, TC 277
R6, R11	100 Ω	C10	5 μ F/15 V, TE 984
R7	8,2 kΩ	C11	1 nF, TK 724
R10	2,2 kΩ	C12	3,3 nF, TK 724, 725
R12	56 Ω	C13	5 μ F/15 V, TE 984
R14	100 kΩ	C16, C22	1000 μ F/15 V, TE 984
Potenciometr		C17	100 μ F/15 V, TE 984
P1	50 kΩ/G, TP 160/60	C18	470 pF, TK 724, 725
Kondenzátory		C19	2,7 nF, TK 724, 725
C1	330 pF, TK 724, 725	C20	500 μ F/10 V, TE 982
C2, C6		C21	100 μ F/15 V, TE 984
C14, C15	100 nF, TK 781, 782	C_o/C_v	320/380 pF
C3	25 pF, WN 70424	Polovodičové prvky	
C4	25 pF, WN 70424	IO1	A244D
C5	20 μ F/6 V, TE 981	IO2	MBA810DS
Ostatní		Ostatní	
mf filtr SPF455A6			
kostříčky, feritová anténa			

TV kamera s polovodičovými snímacími prvky

Japonská firma HITACHI a americká RCA zkonztruovaly a v laboratorním provedení předvedly nezávisle na sobě televizní reportážní kameru, která pracuje se snímacími prvky na bázi tranzistorů MOS. Kamera v tomto provedení má kromě menší hmotnosti a rozměrů velmi dobrou geometrii obrazu i dobré krytí jednotlivých složkových obrazů. Firma Hitachi udává mezní rozlišovací schopnosti kamery 450 řádků. Tato kamera má při osvětlení scény 2000 lx a cloně 2,8 poměr signálu k šumu v jasu 49 dB, což je ve srovnání s elektronkovými snímacími kamerami zhruba poloviční citlivost. Kamera RCA používá třístupňové snímací prvky pracující systémem oddělené snímací plochy a mezipaměti. Má 403 obrazových prvků na řádek a ochranu proti přesvětlení. Její obraz je srovnatelný s obrazem běžné reportážní kamery a je vyhovující i při osvětlení 20 lx. Firma RCA se vývojem plošných snímacích prvků zabývá již od r. 1975. Ukončení vývoje kamery s polovodičovými snímacími prvky předpokládá do tří let.

V černobílém provedení využívá kamery anglická firma EEV (ENGLISH ELECTRIC VALVE), u jejího provedení se rušivé signály odstraňují použitím mikropočítače, který kompenzuje náhodné výpadky

a poruchy bodů snímaného obrazu. Tato vývojová kamera má velmi malé rozměry a velkou citlivost.

Jak

Optoelektronická trasa v Praze

V letošním roce bude uvedena do zkušebního provozu první optoelektronická trasa pro telefonní spojení v Praze. Optický kabel v délce asi 5 km je již položený mezi telefonní ústřednou v Praze-Dejvicích a telefonní ústřednou Praha-střed. Kabel je japonské výroby SUMITOMO a koncové zařízení pro přenos pulsné kódové modulace je od japonské firmy

NEC. Na realizaci optoelektronické telefonní trasy se podílí Výzkumný ústav spojů a Montážní podnik spojů Praha.

Kabel obsahuje osm gradientních vláken se zaručeným útlumem menším než 4dB/km. Dále obsahuje 4 křížové čtyřky, měděné o průměru 0,9 mm a nosný ocelový drát o průměru 2,5 mm. Duše kabelu je chráněna ovinutou polystyrenovou páskou. Plášť kabelu je z kabelového PE, pod ním je hliníková fólie s adhesivní vrstvou. Kabel je na několika místech svařován. Optická vlákna jsou svařována elektrickým obloukem, útlum ve svaru je menší než 0,2 dB.

Jak

KONKURS AR

na nejlepší elektronické konstrukce, vyhlášený v AR A2/84, byl uzavřen letos 5. září. Do konkursu došly celkem 52 přihlášky, z toho dva příspěvky neodpovídaly podmínkám konkursu. Ze zajímavých konstrukcí uvádíme např. měřítko otáček především pro modelářské motorky; konvertor OIRT/CCIR (VKV) s krystalem, elektronická ladička, poplašné zařízení, zkoušeč OZ a 555, několik konstrukcí k ovládání topení, modulová řada měřicích přístrojů pro mládež, panelový číslicový teploměr, TV generátor pruhů a šachovnice, několik konstrukcí k mikropočítačům, několik logických sond atd. O výsledcích konkursu budeme čtenáře informovat po zasedání hodnotitelské komise, a to pravděpodobně již v č. 6 AR řady B a v č. 1 AR řady A.

Většinu konstrukci pak budeme postupně uveřejňovat během dalšího roku v Amatérském radiu řady A.

Redakce